

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 2 年 1 0 月 2 日
Date of Application:

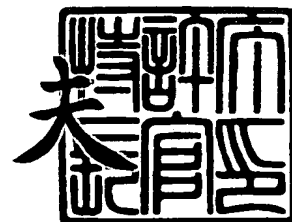
出 願 番 号 特 願 2 0 0 2 - 2 9 0 2 8 5
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 2 - 2 9 0 2 8 5]

出 願 人
Applicant(s): 株式会社デンソー
 株式会社日本自動車部品総合研究所

2 0 0 3 年 8 月 1 9 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 PNID4100

【提出日】 平成14年10月 2日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/48

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

【氏名】 溝口 朝道

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県西尾市下羽角町岩谷 1 4 番地 株式会社日本自動車部品総合研究所内

【氏名】 川崎 宏治

【特許出願人】

【識別番号】 000004260

【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【特許出願人】

【識別番号】 000004695

【氏名又は名称】 株式会社日本自動車部品総合研究所

【代理人】

【識別番号】 100082500

【弁理士】

【氏名又は名称】 足立 勉

【電話番号】 052-231-7835

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 007102

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9004766

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 DC/DCコンバータ

【特許請求の範囲】

【請求項1】 直列に接続された2つの主スイッチと、該主スイッチ同士の接続点に一端が接続された平滑リアクトルとを備え、

前記2つの主スイッチを交互にオン/オフさせると共に、その2つの主スイッチのうち的一方である第1の主スイッチがオンしたときに、入力側の端子に接続された直流電源からの電気エネルギーを前記平滑リアクトルに蓄え、前記2つの主スイッチのうちの他方である第2の主スイッチがオンしたときに、前記平滑リアクトルに蓄えられた電気エネルギーを出力側の端子に接続された負荷へ放出するDC/DCコンバータにおいて、

共振リアクトルと補助スイッチとを直列接続した補助共振回路を備えると共に、前記2つの主スイッチの両方あるいは何れか一方に並列に容量成分を備え、

前記補助スイッチがオンのときに前記出力側の端子から前記共振リアクトルへ電気エネルギーを供給し、そこで蓄えた電気エネルギーを前記容量成分と前記共振リアクトルとの共振動作に使用すること、

を特徴とするDC/DCコンバータ。

【請求項2】 請求項1に記載のDC/DCコンバータにおいて、

前記出力側の端子には、出力電圧の変動を抑えるための出力フィルタコンデンサが接続されており、

前記補助スイッチがオンのときに前記出力側の端子から前記共振リアクトルへ供給される電気エネルギーは、前記出力フィルタコンデンサから供給されること

を特徴とするDC/DCコンバータ。

【請求項3】 請求項1又は請求項2に記載のDC/DCコンバータにおいて

前記第1の主スイッチと前記第2の主スイッチとが両方共にオフするデッドタイムを設けると共に、

少なくとも、前記第2の主スイッチがオフしてから次に前記第1の主スイッチ

がオンするまでの期間は、前記補助スイッチがオンされること、
を特徴とする DC/DC コンバータ。

【請求項 4】 請求項 3 に記載の DC/DC コンバータにおいて、
前記第 2 の主スイッチがオンしている期間に前記補助スイッチをターンオンさせると共に、前記第 1 の主スイッチがオンしている期間に前記補助スイッチをターンオフさせ、

更に、前記各スイッチのうちで前記第 2 の主スイッチのみがオンしているときに該第 2 の主スイッチに流れる電流の方向を正とすると、前記第 2 の主スイッチと前記補助スイッチとが同時にオンしている期間において、前記第 2 の主スイッチに流れる電流がゼロ又は負になったときに、該第 2 の主スイッチをターンオフさせること、

を特徴とする DC/DC コンバータ。

【請求項 5】 請求項 4 に記載の DC/DC コンバータにおいて、
前記各スイッチのうちで前記第 1 の主スイッチのみがオンしているときに該第 1 の主スイッチに流れる電流の方向を正とすると、前記第 1 の主スイッチのターンオンは、前記第 1 の主スイッチに流れる電流が負又はゼロになったときに実施されること、

を特徴とする DC/DC コンバータ。

【請求項 6】 請求項 4 又は請求項 5 に記載の DC/DC コンバータにおいて、
前記平滑リアクトルに流れる電流 i_L を測定する平滑リアクトル電流測定手段を備え、

前記第 2 の主スイッチと前記補助スイッチとを同時にオンしている期間 T_1 が、下記式 1 の条件を満たしたら、前記第 2 の主スイッチをターンオフさせること

を特徴とする DC/DC コンバータ。

【数 1】

$$T1 > \frac{Lr}{V2} \left\{ iL + \sqrt{\frac{C1+C2}{Lr} (V1^2 - V2^2)} \right\} \dots \text{式 1}$$

但し、 $V1$ は、前記第1の主スイッチをオンしたときに前記平滑リアクトルに印加される電圧であり、 $V2$ は、前記第2の主スイッチをオンしたときに前記平滑リアクトルに印加される電圧であり、 Lr は、前記共振リアクトルのインダクタンスであり、 $C1$ は、前記第1の主スイッチと並列の容量成分の静電容量であり、 $C2$ は、前記第2の主スイッチと並列の容量成分の静電容量である。

【請求項 7】 請求項 4 又は請求項 5 に記載の DC/DC コンバータにおいて

前記平滑リアクトルに流れる電流 iL を測定する平滑リアクトル電流測定手段と、前記共振リアクトルに流れる電流 ir を測定する共振リアクトル電流測定手段とを備え、

前記第2の主スイッチと前記補助スイッチとを同時にオンしている期間において、前記電流 ir が下記式 2 の条件を満たしたら、前記第2の主スイッチをターンオフさせること、

を特徴とする DC/DC コンバータ。

【数 2】

$$ir > iL + \sqrt{\frac{C1+C2}{Lr} (V1^2 - V2^2)} \dots \text{式 2}$$

但し、 $V1$ は、前記第1の主スイッチをオンしたときに前記平滑リアクトルに印加される電圧であり、 $V2$ は、前記第2の主スイッチをオンしたときに前記平滑リアクトルに印加される電圧であり、 Lr は、前記共振リアクトルのインダクタンスであり、 $C1$ は、前記第1の主スイッチと並列の容量成分の静電容量であり、 $C2$ は、前記第2の主スイッチと並列の容量成分の静電容量である。

【請求項 8】 請求項 1 ないし請求項 7 の何れか 1 項に記載の DC/DC コンバータにおいて、

当該 DC/DC コンバータは、出力電圧が入力電圧の $1/2$ 以下である降圧型であることを特徴とする DC/DC コンバータ。

【請求項 9】 請求項 1 ないし請求項 7 の何れか 1 項に記載の DC/DC コンバータにおいて、

当該 DC/DC コンバータは、出力電圧が入力電圧の 2 倍以下である昇圧型であることを特徴とする DC/DC コンバータ。

【請求項 10】 請求項 1 ないし請求項 7 の何れか 1 項に記載の DC/DC コンバータにおいて、

当該 DC/DC コンバータは、出力電圧の絶対値が入力電圧の絶対値以下である反転型であることを特徴とする DC/DC コンバータ。

【請求項 11】 請求項 1 ないし請求項 8 の何れか 1 項に記載の DC/DC コンバータにおいて、

当該 DC/DC コンバータは、出力電圧が入力電圧よりも小さい降圧型であると共に、

入力フィルタコンデンサが、当該 DC/DC コンバータの入力側のプラス端子と、出力フィルタコンデンサのプラス端子との間に接続されていること、

を特徴とする DC/DC コンバータ。

【請求項 12】 請求項 1 ないし請求項 7 及び請求項 9 の何れか 1 項に記載の DC/DC コンバータにおいて、

当該 DC/DC コンバータは、出力電圧が入力電圧よりも大きい昇圧型であると共に、

出力フィルタコンデンサが、当該 DC/DC コンバータの出力側のプラス端子と、入力フィルタコンデンサのプラス端子との間に接続されていること、

を特徴とする DC/DC コンバータ。

【請求項 13】 請求項 1 ないし請求項 12 の何れか 1 項に記載の DC/DC コンバータにおいて、

前記補助スイッチは、双方向に電流を流すことが可能な双方向スイッチであり

当該DC/DCコンバータは、前記2つの主スイッチのうちで、前記第1の主スイッチとして機能させる主スイッチと前記第2の主スイッチとして機能させる主スイッチとを逆にするることにより、入力側と出力側とを反対にすることが可能な双方向型であること、

を特徴とするDC/DCコンバータ。

【請求項14】 請求項1ないし請求項12の何れか1項に記載のDC/DCコンバータにおいて、

前記補助スイッチは、互いに逆の方向にのみ電流を流すことが可能な2つの単方向スイッチからなると共に、該2つの単方向スイッチのうちの一方がオンされることで、そのオンした単方向スイッチによる一方の方向にのみ電流を流すものであり、

更に、当該DC/DCコンバータは、前記2つの主スイッチのうちで、前記第1の主スイッチとして機能させる主スイッチと前記第2の主スイッチとして機能させる主スイッチとを逆にするることにより、入力側と出力側とを反対にすることが可能な双方向型であると共に、その入出力の方向によって、前記2つの単方向スイッチのうちの何れか一方のみを作動させること、

を特徴とするDC/DCコンバータ。

【請求項15】 請求項1ないし請求項14の何れか1項に記載のDC/DCコンバータにおいて、

前記第1の主スイッチがオフされてから、下記式3の条件を満たす時間T2が経過したときに、前記第2の主スイッチがオンされること、

を特徴とするDC/DCコンバータ。

【数3】

$$T2 \geq (C1+C2) \frac{V1+V2}{iL} \quad \dots \text{式 3}$$

但し、V1は、前記第1の主スイッチをオンしたときに前記平滑リアクトルに

印加される電圧であり、 V_2 は、前記第2の主スイッチをオンしたときに前記平滑リアクトルに印加される電圧であり、 i_L は、前記平滑リアクトルに流れる電流であり、 C_1 は、前記第1の主スイッチと並列の容量成分の静電容量であり、 C_2 は、前記第2の主スイッチと並列の容量成分の静電容量である。

【請求項16】 請求項1ないし請求項15の何れか1項に記載のDC/DCコンバータにおいて、

前記主スイッチに並列な容量成分に代えて、前記補助共振回路と並列に容量成分を備えていること、

を特徴とするDC/DCコンバータ。

【請求項17】 請求項1ないし請求項3の何れか1項に記載のDC/DCコンバータにおいて、

前記第2の主スイッチが受動スイッチのみで構成されていること、

を特徴とするDC/DCコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、DC/DCコンバータに関するものである。

【0002】

【従来の技術】

入力される直流電圧からそれとは異なる値の直流電圧を生成して出力するDC/DCコンバータを小型化/高効率化するためには、ソフトスイッチング技術によりスイッチング素子でのスイッチング損失を減少させ、それに伴い駆動周波数を高周波化して、平滑リアクトルなどの部品を小型化することが有効である。

【0003】

また、こうしたソフトスイッチング技術を利用したインバータであって、例えばスイッチング素子に印加される電圧をゼロにした状態で該スイッチング素子をスイッチングさせるといったゼロ電圧スイッチングを、補助共振回路による部分共振を利用して実施するようにした補助共振型のインバータが知られている（例えば、特許文献1参照）。

【0004】

ここで、上記文献1の技術をDC/DCコンバータに適用した場合の構成例を、図14に示す。尚、図14のDC/DCコンバータ101は、出力電圧 V_{out} が入力電圧 V_{in} よりも小さい降圧型のDC/DCコンバータである。

図14に示すDC/DCコンバータ101は、入力電圧 V_{in} の出力源である直流電源が接続される2つの入力端子11、12と、その入力端子11、12間に直列に接続された2つの主スイッチ1、2と、主スイッチ1、2の各々に並列に接続されたコンデンサ C_1 、 C_2 と、主スイッチ1、2同士の接続点Mに一端が接続された平滑リアクトル L_o と、その平滑リアクトル L_o の他端に接続された出力端子14と、入力端子12と共通接続されている出力端子13と、出力端子13、14間に接続されて該出力端子13、14間に生じる出力電圧 V_{out} の変動を抑える出力フィルタコンデンサ C_{out} とからなる周知公用の構成に加えて、更に、入力端子11、12間に直列に接続された中点電位生成用の2つのコンデンサ（中性点電圧クランプコンデンサ） C_a 、 C_b と、そのコンデンサ C_a 、 C_b 同士の接続点Nと主スイッチ1、2同士の接続点Mとの間に順次直列に接続された共振リアクトル L_r 、ダイオード D_r 及びスイッチ S_r とを備えている。

【0005】

尚、この例において、主スイッチ1、2の各々は、トランジスタ（ここではNチャネルMOSFET） S_1 、 S_2 と、そのドレイン－ソース間に存在する寄生ダイオード D_1 、 D_2 とから構成されており、各トランジスタ S_1 、 S_2 のオン／オフが、主スイッチ1、2のオン／オフに相当している。一方、入力端子11、12のうち、入力端子11が入力側のプラス端子となり、入力端子12が入力側のマイナス端子となっている。また、出力端子13、14のうち、出力端子13が出力側のマイナス端子となり、出力端子14が出力側のプラス端子となっている。

【0006】

このDC/DCコンバータ101では、基本的には、2つのトランジスタ S_1 、 S_2 が、両方共にオフされる期間（デッドタイム）を設けつつ、交互にオン／

オフされると共に、トランジスタ S1 がオンされたときに、入力側の直流電源からの電気エネルギーが平滑リアクトル L_o に蓄えられ、トランジスタ S2 がオンされたときに、平滑リアクトル L_o に蓄えられた電気エネルギーが出力端子 13, 14 に接続された負荷へと放出される。

【0007】

そして、この DC/DC コンバータ 101 では、例えば、トランジスタ S2 をオフさせてトランジスタ S1 をオンさせる際 (S2 から S1 への転流時) に、スイッチ S_r を所定時間オンして、上記接続点 N から共振リアクトル L_r へ電気エネルギーを供給し、そこで蓄えた電気エネルギーを、コンデンサ C1 及び C2 と共振リアクトル L_r との共振動作に使用する。そして、コンデンサ C1 及び C2 が共振リアクトル L_r との共振動作により放電及び充電されてトランジスタ S1 のドレイン-ソース間電圧がゼロになると見なされるタイミングで、該トランジスタ S1 をオンさせ、これにより、トランジスタ S1 のゼロ電圧ターンオンが実現されることとなる。

【0008】

尚、このような補助共振型 (補助共振回路を用いた部分共振型) のソフトスイッチングによれば、その共振電圧が入出力電圧を超えないので、各素子の耐圧を上げなくても良い。また、各トランジスタ S1, S2 の駆動周期を一定にした PWM 制御を行うことができると共に、ノイズフィルタの設計が容易であるという利点もある。つまり、部分共振でない全共振だと、トランジスタ S1, S2 のオフ時間を一定値にしなければならず、デューティ比を変えるためには駆動周期自体を変える必要があり、最適なノイズフィルタの設計も難しくなってしまうが、部分共振であればそのような問題はない。

【0009】

【特許文献 1】

特開平 8-340676 号公報

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、上記図 14 の構成では、共振電圧の基準と共振電流源との役割を果

たす中点電位（中性点電圧）を新たに作らなければならず、そのため、入力側に中点電位生成用の2つのコンデンサ C_a 、 C_b が必要となり、回路の大型化とコスト増加とを招いてしまう。

【0011】

しかも、そのような中点電位を確実に安定させるためには、図14に示すように、コンデンサ C_a 、 C_b の各々と並列に2つのバランサー用抵抗 R_a 、 R_b を追加しなければならず、その抵抗 R_a 、 R_b での損失により、電力効率が低下してしまう。

【0012】

そこで、本発明は、小型且つ低コストで高効率な補助共振型のDC/DCコンバータを提供することを目的としている。

【0013】

【課題を解決するための手段及び発明の効果】

上記目的を達成するためになされた請求項1に記載のDC/DCコンバータでは、通常のDC/DCコンバータと同様に、直列に接続された2つの主スイッチを交互にオン/オフさせると共に、その2つの主スイッチのうち的一方である第1の主スイッチがオンしたときに、入力側の端子に接続された直流電源からの電気エネルギーを平滑リアクトルに蓄え、前記2つの主スイッチのうちの他方である第2の主スイッチがオンしたときに、平滑リアクトルに蓄えられた電気エネルギーを出力側の端子に接続された負荷へと放出する。

【0014】

そして、請求項1のDC/DCコンバータでは、共振リアクトルと補助スイッチとを直列接続した補助共振回路を備えると共に、2つの主スイッチの両方あるいは何れか一方に並列に容量成分を備えており、特に、上記補助スイッチがオンのときに出力側の端子から共振リアクトルへ電気エネルギーを供給し、そこで蓄えた電気エネルギーを前記容量成分と共振リアクトルとの共振動作に使用することを特徴としている。

【0015】

このような請求項1のDC/DCコンバータによれば、共振リアクトルへの共

振電流を、従来技術の様な入力側ではなく、出力側から供給するようにしているため、中点電位生成用のコンデンサや抵抗といった部品が不要となり、回路の小型化と低コスト化とを実現することができる。つまり、出力側の電位（当該DC/DCコンバータの出力電圧）は、DC/DCコンバータの本来の機能により一定に制御されているため、特別な部品を追加しなくても、共振電圧の基準電位を一定にすることができるからである。

【0016】

そして更に、中点電位安定用の抵抗（バランサー用抵抗）が不要となり、その抵抗での電力損失が無くなるため、高効率となる。

次に、請求項2に記載のDC/DCコンバータでは、請求項1のDC/DCコンバータにおいて、出力側の端子には、出力電圧の変動を抑えるための出力フィルタコンデンサが接続されており、補助スイッチがオンのときに出力側の端子から共振リアクトルへ供給される電気エネルギーは、その出力フィルタコンデンサから供給されるようになっている。

【0017】

そして、このような請求項2のDC/DCコンバータによれば、出力側の端子に接続される負荷が容量性の負荷（静電容量を有した負荷）でなくても、共振リアクトルへ電気エネルギーを確実に供給することができる。逆に言えば、負荷が十分な大きさの静電容量を有しているものであるならば、出力フィルタコンデンサは省略することも可能である。

【0018】

ところで、請求項1又は請求項2のDC/DCコンバータにおいて、第1の主スイッチをゼロ電圧スイッチングするためには、請求項3に記載のように、第1の主スイッチと第2の主スイッチとが両方共にオフするデッドタイムを設けると共に、少なくとも、第2の主スイッチがオフしてから次に第1の主スイッチがオンするまでの期間は、補助スイッチがオンされるようにすれば良い。

【0019】

そして特に、請求項4に記載の如く、第2の主スイッチがオンしている期間に補助スイッチをターンオンさせると共に、第1の主スイッチがオンしている期間

に補助スイッチをターンオフさせ、更に、前記各スイッチのうちで第2の主スイッチのみがオンしているときに該第2の主スイッチに流れる電流の方向を正とすると、第2の主スイッチと補助スイッチとが同時にオンしている期間において、第2の主スイッチに流れる電流がゼロ又は負になったときに、該第2の主スイッチをターンオフさせるようにすれば、共振リアクトルと容量成分との共振電圧をブーストアップすることができ、請求項8に記載の如く出力電圧 V_{out} が入力電圧 V_{in} の $1/2$ 以下である降圧型のDC/DCコンバータや、請求項9に記載の如く出力電圧 V_{out} が入力電圧 V_{in} の2倍以下である昇圧型のDC/DCコンバータや、請求項10に記載の如く出力電圧 V_{out} の絶対値が入力電圧 V_{in} の絶対値以下である反転型のDC/DCコンバータであっても、第1の主スイッチを確実にゼロ電圧スイッチングすることができるようになる。

【0020】

尚、請求項4のDC/DCコンバータにおいて、第1の主スイッチをゼロ電圧ターンオンスイッチングするには、請求項5に記載のようにすれば良い。即ち、各スイッチのうちで第1の主スイッチのみがオンしているときに該第1の主スイッチに流れる電流の方向を正とすると、第1の主スイッチのターンオンは、その第1の主スイッチに流れる電流が負又はゼロになったときに実施すれば良い。

【0021】

次に、請求項6に記載のDC/DCコンバータでは、請求項4又は請求項5のDC/DCコンバータにおいて、平滑リアクトルに流れる電流 i_L を測定する平滑リアクトル電流測定手段を備え、第2の主スイッチと補助スイッチとを同時にオンしている期間 T_1 が、請求項6に記載の式1の条件を満たしたら、第2の主スイッチをターンオフさせることを特徴としている。

【0022】

そして、このようなDC/DCコンバータによれば、第2の主スイッチと補助スイッチとが同時にオンされる期間を実際の平滑リアクトル電流（換言すれば負荷電流） i_L に応じてアクティブに最適化することができ、延いては補助共振回路での無駄な電力損失の発生を防止することができる。

【0023】

次に、請求項 7 に記載の DC/DC コンバータでは、請求項 4 又は請求項 5 の DC/DC コンバータにおいて、平滑リアクトルに流れる電流 i_L を測定する平滑リアクトル電流測定手段と、共振リアクトルに流れる電流 i_r を測定する共振リアクトル電流測定手段とを備え、第 2 の主スイッチと補助スイッチとを同時にオンしている期間において、共振リアクトル電流 i_r が請求項 7 に記載の式 2 の条件を満たしたら、第 2 の主スイッチをターンオフさせることを特徴としている。

【0024】

そして、このような DC/DC コンバータによれば、第 2 の主スイッチと補助スイッチとが同時にオンされる期間を、実際の平滑リアクトル電流 i_L と共振リアクトル電流 i_r とに応じて、請求項 6 の DC/DC コンバータよりも更に高精度に最適化することができる。

【0025】

一方、請求項 1～8 の何れかの DC/DC コンバータにおいて、それが降圧型（出力電圧が入力電圧よりも小さい DC/DC コンバータ）であるならば、請求項 11 に記載の如く、入力フィルタコンデンサを、当該 DC/DC コンバータの入力側のプラス端子（入力側の端子のうちで電位が高い方の端子）と、出力フィルタコンデンサのプラス端子との間に接続すれば、入力フィルタコンデンサと出力フィルタコンデンサとが直列に接続されて、出力フィルタコンデンサが入力フィルタコンデンサの役割も兼ねることとなるため、入力フィルタコンデンサの耐圧を下げることができ、その入力フィルタコンデンサを小型化することもできる。

【0026】

また、請求項 1～7 及び 9 の何れかの DC/DC コンバータにおいて、それが昇圧型（出力電圧が入力電圧よりも大きい DC/DC コンバータ）であるならば、請求項 12 に記載の如く、出力フィルタコンデンサを、当該 DC/DC コンバータの出力側のプラス端子（出力側の端子のうちで電位が高い方の端子）と、入力フィルタコンデンサのプラス端子との間に接続すれば、出力フィルタコンデンサと入力フィルタコンデンサとが直列に接続されて、入力フィルタコンデンサが

出力フィルタコンデンサの役割も兼ねることとなるため、出力フィルタコンデンサの耐圧を下げることができ、その出力フィルタコンデンサを小型化することもできる。

【0027】

次に、請求項13に記載のDC/DCコンバータでは、請求項1～12のDC/DCコンバータにおいて、補助スイッチが、双方向に電流を流すことが可能な双方向スイッチであり、当該DC/DCコンバータは、2つの主スイッチのうちで、第1の主スイッチとして機能させる主スイッチと第2の主スイッチとして機能させる主スイッチとを逆にするにより、入力側と出力側とを反対にすることが可能な双方向型であることを特徴としている。

【0028】

そして、このようなDC/DCコンバータによれば、入出力の方向を双方向の何れにしたとしても、補助共振回路による部分共振を用いたソフトスイッチングが可能となる。

次に、請求項14に記載のDC/DCコンバータでは、請求項1～12のDC/DCコンバータにおいて、補助スイッチが、互いに逆の方向にのみ電流を流すことが可能な2つの単方向スイッチからなると共に、該2つの単方向スイッチのうちの一方がオンされることで、そのオンした単方向スイッチによる一方の方向にのみ電流を流すものとなっている。そして更に、当該DC/DCコンバータは、2つの主スイッチのうちで、第1の主スイッチとして機能させる主スイッチと第2の主スイッチとして機能させる主スイッチとを逆にするにより、入力側と出力側とを反対にすることが可能な双方向型であると共に、その入出力の方向によって、前記2つの単方向スイッチのうちの何れか一方のみを作動させることを特徴としている。

【0029】

そして、このような請求項14のDC/DCコンバータによっても、請求項13のDC/DCコンバータと同様に、入出力の方向に拘わらず、補助共振回路による部分共振を用いたソフトスイッチングが可能となる。

次に、請求項15に記載のDC/DCコンバータでは、請求項1～14のDC

／DCコンバータにおいて、第1の主スイッチがオフされてから、請求項15に記載の式3の条件を満たす時間T2が経過したときに、第2の主スイッチがオンされることを特徴としている。

【0030】

そして、このようなDC／DCコンバータによれば、第2の主スイッチを確実にゼロ電圧ターンオンスイッチングさせることができる。

ところで、請求項1～15のDC／DCコンバータにおいては、請求項16に記載の如く、主スイッチに並列な容量成分に代えて、補助共振回路と並列に容量成分を設けても良い。

【0031】

また、請求項1～3のDC／DCコンバータにおいて、第2の主スイッチは、請求項17に記載の如く、フライホールダイオードのような受動スイッチのみで構成することもできる。

【0032】

【発明の実施の形態】

以下、本発明が適用された実施形態のDC／DCコンバータについて、図面を用いて説明する。

〔第1実施形態〕

まず図1は、第1実施形態のDC／DCコンバータ15の構成を表す回路図である。

【0033】

図1に示すように、本第1実施形態のDC／DCコンバータ15は、図14に例示したDC／DCコンバータ101と同様の降圧型のDC／DCコンバータであるが、その図14のDC／DCコンバータ101と比較して、以下の(1-1)及び(1-2)点が異なっている。尚、図1において、図14のDC／DCコンバータ101と同じものについては、同一の符号を付しているため詳しい説明を省略する。

【0034】

(1-1)：入力端子11，12間に、中点電位生成用の2つのコンデンサC

a, C b 及び抵抗 R a, R b が設けられておらず、その代わりに、1つの入力フィルタコンデンサ C i n が接続されている。

尚、この入力フィルタコンデンサ C i n は、端子 11 からの高周波ノイズ（いわゆるサージ）を吸収するために必要だが、主スイッチ 1, 2 等の素子の耐圧が十分である場合には削除可能である。

【0035】

(1-2) : 主スイッチ 1, 2 同士の接続点 M と出力端子 14 との間に、共振リアクトル L r と補助スイッチ 3 とを直列接続した補助共振回路 10 が設けられている。そして、補助スイッチ 3 は、それがオフのときには両方向に流れる電流を遮断し、オンのときには出力端子 14 側から接続点 M への方へにだけ電流を流す単方向スイッチとして働くものであり、本実施形態では、トランジスタ（ここでは N チャネル MOS FET）S 3 と、その寄生ダイオード D 3 とから構成されている。このため、本実施形態では、トランジスタ S 3 のオン／オフが、補助スイッチ 3 のオン／オフに相当する。

【0036】

尚、この DC / DC コンバータ 15 においても、主スイッチ 1, 2（トランジスタ S 1, S 2）の各々に並列にコンデンサ C 1, C 2 が接続されているが、こうした共振用のコンデンサ C 1, C 2 としては、部品点数削減のためにトランジスタ S 1, S 2 の浮遊容量を用いても良い。また、共振周波数を精密に設計するために新たにコンデンサを追加しても良い。また更に、これらコンデンサ C 1, C 2 はノイズ抑制のためのスナバの役割も示すため、本実施形態では主スイッチ 1, 2 の両方に接続しているが、ノイズの問題がなければ、主スイッチ 1, 2 のうちの何れか一方にのみ接続するようにしても良い。また、コンデンサ C 1, C 2 の容量は、互いに同じでも異なっても良い。一方、トランジスタ S 1 ~ S 3 としては、MOS FET に限らず、IGBT やバイポーラトランジスタ等の他の種類のスイッチング素子を用いても良い。

【0037】

次に、以上のような構成の DC / DC コンバータ 15 の動作について、図 2 ~ 図 4 を用いて説明する。

ここで、図2は、マイコン等を主要部として構成された制御回路（図示省略）がトランジスタS1、S2、S3の各々をオン／オフさせるタイミングと、図1の主要な各素子における電流又は電圧とを示したものである。

【0038】

また、図3と図4は、図2におけるa～fの各期間での電流の経路を示した図であり、その図3、図4において、電流が流れていない素子は図示を省略している。尚、入力端子11、12間に接続される直流電源（入力側直流電源）と出力端子13、14間に接続される電気負荷との各々には、フィルタコンデンサC_{in}、C_{out}の各々で平滑された電流が流れることとなるが、ここでは説明を簡略化するために省略している。また、入力端子11、12間の入力電圧V_{in}と、出力端子13、14間の出力電圧V_{out}は、それぞれ一定の値を保持しているものとする。

【0039】

そして、図2～図4と以下の説明及び各式（式4～式12）において、「 i_L 」は平滑リアクトルL_oに流れる電流（平滑リアクトル電流）であり、「 i_r 」は共振リアクトルL_r及び補助スイッチ3に流れる電流（共振リアクトル電流）であり、「 i_1 」は主スイッチ1に流れる電流であり、「 i_2 」は主スイッチ2に流れる電流であり、「 i_{C1} 」はコンデンサC1に流れる電流であり、「 i_{C2} 」はコンデンサC2に流れる電流である。また、それら各電流 i_L 、 i_r 、 i_1 、 i_2 、 i_{C1} 、 i_{C2} の方向は、図1の矢印で示す方向をそれぞれ正としている。

【0040】

一方、以下の各式（式4～式12）において、「L_r」は共振リアクトルL_rのインダクタンスであり、「C1」はコンデンサC1の静電容量であり、「C2」はコンデンサC2の静電容量である。また、それら各式及び以下の説明において、「V1」は、トランジスタS1をオンしたときに平滑リアクトルL_oに印加される電圧であり、「V2」は、トランジスタS2をオンしたときに平滑リアクトルL_oに印加される電圧である。そして、本第1実施形態では、降圧型のDC／DCコンバータであるため、「 $V_1 = V_{in} - V_{out}$ 」，「 $V_2 = V_{out}$ 」

」となる。

【0041】

まず、図2に示すように、本第1実施形態のDC/DCコンバータ15では、トランジスタS1とトランジスタS2とが交互にオン/オフされるが、その両トランジスタS1、S2のオン/オフの切り替え時（転流時）には、トランジスタS2がオフされてからトランジスタS1がオンされ、また、トランジスタS1がオフされてからトランジスタS2がオンされるといった具合に、両トランジスタS1、S2が共にオフされるデッドタイムが設けられる。そして、トランジスタS2がオンしている期間中に補助スイッチ3のトランジスタS3がターンオンされ、そのトランジスタS3は、次にトランジスタS1がオンされて該トランジスタS1がオンしている期間中にターンオフされる。

【0042】

ここで、トランジスタS3がターンオンされる図2の時刻 t_{10} の直前（詳しくは、トランジスタS2がオンされてからトランジスタS3がターンオンされるまでの期間a）では、図3（a）に示すように、トランジスタS1～S3のうちでトランジスタS2のみがオンしているため、平滑リアクトル L_o のフライバック電流 i_L のみが流れている。そして、このトランジスタS2のみオンの期間aでは、平滑リアクトル L_o に蓄積された電気エネルギーを出力側（詳しくは、出力端子13、14間に接続された負荷）へ放出する、という通常のDC/DCコンバータの動作をしている。

【0043】

次に、図2の時刻 t_{10} でトランジスタS3がターンオンされると、図3（b）に示すように、補助スイッチ3（D3、S3）を介して共振リアクトル L_r に電流 i_r が流れ、その共振リアクトル L_r には、出力端子14からであって、詳しくは、出力端子13、14間に接続されている出力フィルタコンデンサ C_{out} （或いは更に負荷）から電気エネルギーが供給されることとなる。

【0044】

そして、その後にトランジスタS2がオフされる時刻 t_{11} での共振リアクトル電流 i_r の値 i_0 （即ち、トランジスタS2がオフされる直前での共振リアク

トル電流 i_r) は式 4 で表され、時刻 t_{11} から時刻 t_{10} までの期間 (即ち、トランジスタ S_2 とトランジスタ S_3 とが同時にオンされる期間「 $t_{11} - t_{10} = T_1$ 」) が長いほど、共振リアクトル L_r に蓄えられる電気エネルギー (式 4 の i_0 に相当) が増加することとなる。

【0045】

【数 4】

$$V_2 = L_r \frac{i_0}{t_{11} - t_{10}} \quad \cdots \text{式 4}$$

【0046】

尚、共振リアクトル L_r のインダクタンスは平滑リアクトル L_o のインダクタンスよりも小さい値とするのが望ましい。

その理由は、共振リアクトル L_r のインダクタンスが大きいと、共振リアクトル電流 i_r が流れる期間 (図 2 の時刻 $t_{10} - t_{11}$ 間や後述する時刻 $t_{12} - t_{20}$ 間) の 1 周期全体に対する割合が大きくなり、その共振リアクトル電流 i_r によるダイオード D_3 やトランジスタ S_3 での損失が大きくなってしまうからである。つまり、共振リアクトル L_r のインダクタンスが大きいと、共振リアクトル電流 i_r の増減傾きが緩くなるため、式 4 の i_0 をソフトスイッチングに必要な値にまで高めようとする、補助スイッチ 3 での電力損失が大きくなってしまふ。そこで、本実施形態では、共振リアクトル L_r のインダクタンスを、平滑リアクトル L_o のインダクタンスの $1/10$ 以下に設定している。

【0047】

また、仮に、トランジスタ S_2 が図 2 の時刻 t_{11}' (i_2 が減少してゼロクロスする時刻) よりも前にターンオフされた場合、即ち、時刻 $t_{10} - t_{11}$ 間 が時刻 $t_{10} - t_{11}'$ 間よりも短い場合、式 4 では i_0 が i_L よりも小さくなるが、このときには、 $i_2 (= i_L - i_r)$ が未だ正であり、ダイオード D_2 を通して i_2 が 0 になるまで流れ続けるため、結局、トランジスタ S_2 を時刻 t_{11}' でオフした状態と同じになり、 i_0 は i_L と同じ値になる。つまり、トラン

ジスタ S2 を時刻 t_{11}' よりも前でターンオフさせても、 $i_0 = i_L$ として動作することとなる。

【0048】

次に、図2の時刻 t_{11} でトランジスタ S2 がターンオフされると、図3 (c) に示すように、共振リアクトル L_r とコンデンサ C1, C2 との共振動作が起こり、共振リアクトル電流 i_r が、平滑リアクトル電流 i_L と共振コンデンサ電流 i_{C1} , i_{C2} とに分配されることとなる。尚、共振リアクトル電流 i_r の初期値は i_0 である。

【0049】

そして、このとき、前述したように共振リアクトル L_r のインダクタンスよりも平滑リアクトル L_o のインダクタンスの方が十分に大きいため、トランジスタ S2 がターンオフされてからコンデンサ C2 の両端電位差 V_r が V_{in} ($=V_1 + V_2$) に到達するまで（換言すれば、トランジスタ S1 の両端電位差 V_{ds} が 0 に到達するまで）の期間は、 i_L がほぼ一定であると見なすことができる。よって、そのときの共振リアクトル電流 i_r は下記の式5で表され、共振コンデンサ C2 の両端電位差 V_r は下記の式6で表される。尚、式5, 式6では、共に、 $t_{11} = 0$ としている（即ち、トランジスタ S2 のオフタイミングを時間 t の起点としている）。また、式5, 式6の α と β は、それぞれ式7, 式8で表される。

【0050】

【数5】

$$i_r = \sqrt{(i_0 - i_L)^2 + V_2^2 \frac{C_1 + C_2}{L_r}} \cos(\beta t - \alpha) \quad \dots \text{式 5}$$

$$V_r = V_2 + \sqrt{V_2^2 + \frac{L_r (i_0 - i_L)^2}{C_1 + C_2}} \sin(\beta t - \alpha) \quad \dots \text{式 6}$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_2}{i_0 - i_L} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_r}} \right) \quad \dots \text{式 7}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{L_r (C_1 + C_2)}} \quad \dots \text{式 8}$$

【0051】

ここで、式6より、トランジスタS1をゼロ電圧スイッチングさせるためには、下記の式9の条件が必要である。尚、式9の右辺は、 V_r の最大値である。

【0052】

【数6】

$$V_1 + V_2 < V_2 + \sqrt{V_2^2 + \frac{L_r (i_0 - i_L)^2}{C_1 + C_2}} \quad \dots \text{式 9}$$

【0053】

この式9の条件を満足しないと、コンデンサC2の電圧（接続点Mの電圧） V_r が V_{in} （ $=V_1 + V_2$ ）を越えず、トランジスタS1の両端電位差（ドレイン・ソース間電圧） V_{ds} がゼロボルトとならないからである。

そして更に、式9を展開すると下記の式10となり、この式10を満足するように、図2の時刻 $t_{10} - t_{11}$ 間の時間（即ち、トランジスタS2とトランジスタS3とが同時にオンされる時間 T_1 ）を制御すれば、トランジスタS1のゼロ電圧スイッチングが可能となる。

【0054】

【数7】

$$i_0 > i_L + \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_r} (V_1^2 - V_2^2)} \quad \dots \text{式10}$$

【0055】

そこで、本実施形態では、図1における一点鎖線で示すように、平滑リアクトル L_o に実際に流れる電流 i_L を測定するセンサ（平滑リアクトル電流測定手段に相当）17と、共振リアクトル L_r に実際に流れる電流 i_r を測定するセンサ（共振リアクトル電流測定手段に相当）18とを設け、制御回路は、トランジスタ S_2 、 S_3 を同時にオンしている期間において、センサ18により検出される電流 i_r が式10の右辺よりも大きくなったら（即ち、請求項7に記載の式2の条件を満たしたら）、トランジスタ S_2 をターンオフさせるようにしている。尚、この場合に用いる式10右辺中の i_L は、センサ17による実測値である。

【0056】

そして、このような制御により、トランジスタ S_2 がオフされる直前での共振リアクトル電流 i_r である i_0 を、式10の右辺よりも確実に大きくし、トランジスタ S_1 の確実なゼロ電圧ターンオンスイッチングを可能にしている。

尚、トランジスタ S_2 、 S_3 の同時オン時間 T_1 ($t_{10} - t_{11}$ 間の時間) を固定にして i_0 を固定としても、負荷が小さい場合（低負荷時）には、 i_L が小さくなって式10を必ず満たすようになるため、式4と式10とにより導出される下記の式11（即ち、請求項1に記載の式1と同じ式であり、その式1における T_1 を「 $t_{11} - t_{10}$ 」と記載した式）が最大出力電力時でも満たされるように、トランジスタ S_2 、 S_3 の同時オン時間 T_1 を予め固定値として求めておいても、必要出力条件下でのゼロ電圧スイッチングは可能である。そして、このように T_1 を設計上、予め決めておく場合、式11の i_L は、最大出力電力時における値（降圧型DC/DCコンバータでは出力電流と等しい）で良い。

【0057】

【数 8】

$$t_{11}-t_{10} > \frac{L_r}{V_2} \left\{ i_L + \sqrt{\frac{C_1+C_2}{L_r} (V_1^2 - V_2^2)} \right\} \dots \text{式 11}$$

【0058】

また、低負荷時でも i_0 が変わらない（固定）ということは補助共振回路 10 の導通損失も変わらないということであるため、低負荷時により高効率とするならば、上述したセンサ 17, 18 のうち、センサ 17 だけを設け、トランジスタ S2, S3 を同時にオンしている時間 T_1 ($=「t_{11}-t_{10}」$) が、式 11 の条件を満たしたら、トランジスタ S2 をターンオフさせるように構成しても良い。そして、このようにすれば、2 つのセンサ 17, 18 を設ける場合よりも多少精度は劣るものの、トランジスタ S2, S3 の同時オン時間 T_1 及び i_0 の値を実際の平滑リアクトル電流（負荷電流） i_L に応じてアクティブに最適化することができ、補助共振回路 10 での無駄な電力損失の発生を防止することができる。

【0059】

但し、前述した通り、式 10 はあくまでトランジスタ S1 のスイッチング損失を最低とするための条件であり、回路全体の損失は必ずしも最低とならない場合もある。これはトランジスタ S2, S3 の同時オン期間 T_1 が大きくなると、この期間に流れる i_r や i_1 , i_2 の実効値が大きくなり、それぞれのスイッチング素子の導通損失が大きくなるためである。特にトランジスタ S3 の抵抗やダイオード D3 のオン電圧（順方向降下電圧）が大きくなるとこの傾向は顕著に表れ、このときはトランジスタ S2, S3 の同時オン期間 T_1 が式 10 を満足しない小さな値であっても回路全体の損失が最小となる場合がある。

【0060】

次に、図 2 の時刻 t_{12} では、コンデンサ C2 の両端電位差（接続点 M の電圧） V_r が V_{in} に到達して、トランジスタ S1 の両端電位差 V_{ds} が 0 になる。すると、図 3 (d) に示すように、ダイオード D1 がオンして（ダイオード D1

に順方向電流が流れて) コンデンサ C_1 には電流が流れなくなり、共振が終了する。

【0061】

そして、本 DC/DC コンバータ 15 では、このようにダイオード D_1 がオンしている間に、トランジスタ S_1 をオンするようにしており、このため、図 4 (d') に示すように、トランジスタ S_1 はゼロ電圧スイッチングされることとなる。つまり、ゼロ電圧スイッチングとなるためのトランジスタ S_1 のオンタイミング (図 2 の t_{13}) は、 i_1 が負になっている間あるいはゼロになったときで良く、図 2 では Δt_1 の期間に相当する。

【0062】

次に、トランジスタ S_2 のオフタイミング (時刻 t_{11}) から一定時間が経過した時であって、ダイオード D_3 がオフして $i_r = 0$ になると見なされる時点 (図 2 の時刻 t_{20}) で、トランジスタ S_3 がオフされる。

すると、図 4 (e) に示すように、トランジスタ S_1 のみがオンした状態になり、本 DC/DC コンバータ 15 は、入力側直流電源からの電気エネルギーを平滑リアクトル L_o に蓄えるという、通常の DC/DC コンバータの動作をする。

【0063】

ここで、図 1 のスイッチ 3 のように、トランジスタ S_3 とダイオード D_3 の構成では、 S_3 のオフタイミングは図 2 の $t_{20} \sim t_{21}$ の間でよい。これは、図 1 の S_1 がオンしている間は点 M の電位が V_{in} となっており、共振リアクトル電流 i_r がゼロになった t_{20} 以降では、ダイオード D_3 は逆バイアスされるため、 S_3 の状態に関わらず i_r がゼロとなるからである。ちなみに、この S_3 のオフタイミングが t_{20} 以前だと、 i_r が流れているため S_3 にスイッチング損失が発生する。また、 t_{21} 以後だと、ダイオード D_3 が順バイアスとなったときに i_r が流れ、誤動作の原因となる。

【0064】

次に、図 2 の時刻 t_{21} でトランジスタ S_1 がターンオフされると、図 4 (f) に示すように電流が流れる。そして、このときも、前述したように共振リアクトル L_r のインダクタンスより平滑リアクトル L_o のインダクタンスの方が十分

に大きいため、トランジスタ S1 のターンオフタイミング t_{21} からコンデンサ C2 の両端電位差 V_r が 0 V になる（換言すれば $V_{ds} = V_{in}$ になる）時刻 t_{30} までの時間（「 $t_{30} - t_{21}$ 」）は、平滑リアクトル L_o とコンデンサ C1, C2 による共振周期よりも無視できるほど小さく、 i_L は一定と見なすことができる。よって、トランジスタ S1 のターンオフから V_r が 0 V になるまでの時間「 $t_{30} - t_{21}$ 」は、下記の式 12 のように表すことができる。

【0065】

【数 9】

$$t_{30} - t_{21} = (C1 + C2) \frac{V1 + V2}{i_L} \quad \text{…式 12}$$

【0066】

ここで、トランジスタ S2 をターンオンさせるタイミングを、図 2 の時刻 t_{30} 以前とすると、そのトランジスタ S2 に関してゼロ電圧スイッチングとならない。また、トランジスタ S2 のオンタイミングが図 2 の時刻 t_{30} よりも大きく遅れると、ダイオード D2 での導通損失が増えてしまう。

【0067】

このため、トランジスタ S2 のオンタイミングは、時刻 t_{30} 以降で且つその時刻 t_{30} のできるだけ直後が望ましい。

そこで、本 DC/DC コンバータ 15 では、トランジスタ S1 をオフさせてから、式 12 の右辺で示される時間が経過したときに（即ち、請求項 15 に記載の式 3 の条件を満たす時間 T_2 が経過したら）、トランジスタ S2 をターンオンさせるようにしている。

【0068】

以上が本 DC/DC コンバータ 15 の動作であるが、上記の内容は、図 5 と図 6 との各々に示すように、反転型の DC/DC コンバータや昇圧型の DC/DC コンバータにも全く同様に適用することができる。

即ち、図 5 は、図 1 の DC/DC コンバータ 15 と同じ思想で構成された反転

型DC/DCコンバータ19の構成を表す回路図であり、図6は、図1のDC/DCコンバータ15と同じ思想で構成された昇圧型DC/DCコンバータ21の構成を表す回路図である。そして、図5及び図6において、図1のDC/DCコンバータ15の場合と同様の役割及び動作をするものについては、同一の符号を付している。そして更に、図5、図6の各DC/DCコンバータ19、21においても、トランジスタS1～S3のオン/オフタイミングは図2と同様であり、前述した式4～式12も同様に当てはまる。

【0069】

ちなみに、式4～式12におけるV1とV2は、前述したように、トランジスタS1あるいはトランジスタS2がオンしたときに平滑リアクトルL_oに印加される電圧であるから、各タイプのDC/DCコンバータ15、19、21について、V1とV2は、下記の表1に示すV1とV2を当てはめればよい。

【0070】

【表1】

	V1	V2	条件
降圧型	$V_{in}-V_{out}$	V_{out}	$\frac{V_{out}}{V_{in}} \leq \frac{1}{2}$
反転型	V_{in}	V_{out}	$\frac{ V_{out} }{ V_{in} } \leq 1$
昇圧型	V_{in}	$V_{out}-V_{in}$	$\frac{V_{out}}{V_{in}} \leq 2$

【0071】

尚、図5の反転型DC/DCコンバータ19では、端子14が、出力側のプラス端子としてだけでなく、入力側のマイナス端子としての役割も果たしている。つまり、出力側のプラス端子と入力側のマイナス端子とが1つの端子14に共通化されている。そして、2つの主スイッチ1、2は、端子11（入力側のプラス端子に相当）と端子13（出力側のマイナス端子に相当）との間に直列に接続さ

れている。また、図6の昇圧型DC/DCコンバータ21では、図1の降圧型DC/DCコンバータ15に対して、入力側と出力側とが反対になった構成（入出力の方向が逆の構成）であるため、出力端子13, 14間に2つの主スイッチ1, 2が直列に接続されると共に、そのうちで、出力端子14側の主スイッチ2が、図1のDC/DCコンバータ15における主スイッチ2と同様に、第2の主スイッチとしての役割を果たし、出力端子13側の主スイッチ1が、図1のDC/DCコンバータ15における主スイッチ1と同様に、第1の主スイッチとしての役割を果たすこととなる。つまり、各DC/DCコンバータ15, 19, 21においては、主スイッチ1が第1の主スイッチに相当し、主スイッチ2が第2の主スイッチに相当しており、このことは、後述する他の実施形態のDC/DCコンバータについても同様である。そして更に、図6のDC/DCコンバータ21では、主スイッチ1, 2同士の接続点Mと入力端子11との間に平滑リアクトル L_o と補助共振回路10が設けられており、補助スイッチ3は、それがオンのときに接続点M側から入力端子11への方向にだけ電流を流す単方向スイッチとして働くようになっている。但し、この昇圧型DC/DCコンバータ21においても、補助スイッチ3のトランジスタS3がオンされると、共振リアクトル L_r には、出力端子14からトランジスタS2を介し電流が流れて電気エネルギーが供給されることとなる。

【0072】

以上、第1実施形態のDC/DCコンバータ15及びその変形例のDC/DCコンバータ19, 21について説明したが、実際のDC/DCコンバータにおいて、上記実施形態のように主スイッチ2 (S2) と補助スイッチ3 (S3) とを同時にオンさせる期間を設ける必要がある入出力電圧 V_{in} , V_{out} の条件を以下に述べる。

【0073】

それは、ゼロ電圧スイッチングが実現可能な条件である式10の実解が存在する範囲であって、式10中の $(V_1^2 - V_2^2)$ が正となる範囲に他ならない。尚、「 2 」は2乗を意味している。

そして、この条件を各タイプのDC/DCコンバータの V_{in} , V_{out} で表

現すると、表1の一番右の列となる。

【0074】

即ち、①出力電圧 V_{out} が入力電圧 V_{in} の $1/2$ 以下である降圧型の DC/DC コンバータと、②出力電圧 V_{out} の絶対値が入力電圧 V_{in} の絶対値以下である反転型 DC/DC コンバータと、③出力電圧 V_{out} が入力電圧 V_{in} の2倍以下である昇圧型 DC/DC コンバータとが、主スイッチ2と補助スイッチ3とを同時にオンさせる期間を設ける前述の制御が特に有効な DC/DC コンバータである。

【0075】

一方、表1の一番右の列の条件以外の DC/DC コンバータについては、主スイッチ2と補助スイッチ3とを同時にオンさせる期間は必要でなく、図7で示す通常の補助共振回路を用いた DC/DC コンバータの一般的なスイッチングパターンのように、トランジスタ S_2 をオフさせると同時にトランジスタ S_3 をオンさせ、トランジスタ S_1 をオンさせると同時にトランジスタ S_3 をオフさせれば、ゼロ電圧スイッチングが可能となる。

【0076】

但し、表1の一番右の列の条件以外の DC/DC コンバータでも、ダイオード D_3 の電圧降下や出力電圧 V_{out} の低下などにより、ゼロ電圧スイッチングとしない可能性もあるので、その場合には、主スイッチ2と補助スイッチ3とを同時にオンさせる期間を設ける前述の制御が効果的となる。

【0077】

以上詳述した第1実施形態の DC/DC コンバータ15及びその変形例の DC/DC コンバータ19、21によれば、共振リアクトル L_r への共振電流を、入力側ではなく、出力側から供給するようにしているため、中点電位生成用のコンデンサや抵抗といった部品が不要となり、回路の小型化と低コスト化とを実現することができる。つまり、出力側の電位（出力電圧 V_{out} ）は、DC/DC コンバータの本来の機能により一定に制御されているため、特別な部品を追加しなくても、共振電圧の基準電位を一定にすることができるからである。そして更に、入力側に中点電位安定用の抵抗を設ける必要がなく、その抵抗での電力損失

が無くなるため、非常に高効率となる。

【0078】

[第2実施形態]

次に第2実施形態として、入力側と出力側とを反対にすることが可能な双方向型のDC/DCコンバータについて説明する。

まず図8は、図1のDC/DCコンバータ15を双方向型に変形した降圧-昇圧型のDC/DCコンバータ23の構成を表す回路図である。

【0079】

この図8のDC/DCコンバータ23と図1のDC/DCコンバータ15との構成上の相違点としては、本DC/DCコンバータ23では、補助共振回路10の補助スイッチ3が、互いに逆の方向の電流をオン・オフすることが可能な2つの単方向スイッチ（詳しくは、トランジスタS3a及びダイオードD3aからなる単方向スイッチと、トランジスタS3b及びダイオードD3bからなる単方向スイッチ）からなっており、その2つの単方向スイッチのうち的一方（詳しくは、トランジスタS3aとトランジスタS3bとの一方）がオンされると、そのオンされた方の単方向スイッチによって決まる一方の方向にのみ電流が流れるようになっている。つまり、トランジスタS3aがオンされたならば、ダイオードD3aの順方向にのみ電流が流れ、トランジスタS3bがオンされたならば、ダイオードD3bの順方向にのみ電流が流れる。

【0080】

尚、図8においては、ハードウェア上、図1の端子11～14に夫々相当するものを、端子J1～J4としている。これは、本DC/DCコンバータ23では、図1の入力端子11、12に相当する端子J1、J2と、図1の出力端子13、14に相当する端子J3、J4とが、役割上、入力端子と出力端子との何れにもなり得るからである。

【0081】

そして、図8における（）無しの符号で説明すると、本DC/DCコンバータ23では、トランジスタS1、S2のうち、端子J1側のトランジスタS1が図1のDC/DCコンバータ15におけるトランジスタS1と同様のタイミングで

オン／オフされると共に、端子 J 2 側のトランジスタ S 2 が図 1 の DC／DC コンバータ 1 5 におけるトランジスタ S 2 と同様のタイミングでオン／オフされ、更に、トランジスタ S 3 b が常時オフされた状態で、トランジスタ S 3 a が図 1 の DC／DC コンバータ 1 5 におけるトランジスタ S 3 と同様のタイミングで作動（オン／オフ）されることで、端子 J 1，J 2 側を入力側とし、端子 J 3，J 4 側を出力側とした図 1 と同様の降圧型 DC／DC コンバータとして機能する。また逆に、端子 J 1 側のトランジスタ S 1 が図 1 の DC／DC コンバータ 1 5 におけるトランジスタ S 2 と同様のタイミングでオン／オフされると共に、端子 J 2 側のトランジスタ S 2 が図 1 の DC／DC コンバータ 1 5 におけるトランジスタ S 1 と同様のタイミングでオン／オフされ、更に、トランジスタ S 3 a が常時オフされた状態で、トランジスタ S 3 b が図 1 の DC／DC コンバータ 1 5 におけるトランジスタ S 3 と同様のタイミングで作動（オン／オフ）されることで、端子 J 3，J 4 側を入力側とし、端子 J 1，J 2 側を出力側とした図 6 と同様の昇圧型 DC／DC コンバータとして機能する。

【0082】

つまり、図 8 において、図 1，図 6 の DC／DC コンバータ 1 5，2 1 と同様の役割及び動作をするものについては同一の符号を付しているが、各素子は、図 8 の左側から右側へ電圧を変換する降圧型の場合には（）無しの符号の素子として機能し、図 8 の右側から左側へ電圧を変換する昇圧型の場合には（）付きの符号の素子として機能することとなる。

【0083】

次に図 9 は、図 5 の DC／DC コンバータ 1 9 を双方向型に変形した反転－反転型の DC／DC コンバータ 2 5 の構成を表す回路図である。

この図 9 の DC／DC コンバータ 2 5 と図 5 の DC／DC コンバータ 1 9 との構成上の相違点としては、まず、本 DC／DC コンバータ 2 5 では、二対の端子を持った双方向型であるため、図 5 の端子 1 4 に相当する端子として、互いに共通接続された 2 つの端子 J 2，J 4 を備えている。そして、端子 J 2 と図 5 の端子 1 1 に相当する端子 J 1 とが対を成し、端子 J 4 と図 5 の端子 1 3 に相当する端子 J 3 とが対を成している。そして更に、本 DC／DC コンバータ 2 5 におい

ても、図8のDC/DCコンバータ23と同様に、補助共振回路10の補助スイッチ3が、互いに逆の方向の電流をオン・オフすることが可能な2つの単方向スイッチ（詳しくは、トランジスタS3a及びダイオードD3aからなる単方向スイッチと、トランジスタS3b及びダイオードD3bからなる単方向スイッチ）からなっており、その2つの単方向スイッチのうち的一方（S3a又はS3b）がオンされると、そのオンされた方の単方向スイッチによって決まる一方の方向にのみ電流が流れるようになっている。

【0084】

そして、図9における（）無しの符号で説明すると、本DC/DCコンバータ25では、トランジスタS1、S2のうち、端子J1側のトランジスタS1が図1又は図5のDC/DCコンバータ15、19におけるトランジスタS1と同様のタイミングでオン／オフされると共に、端子J3側のトランジスタS2が図1又は図5のDC/DCコンバータ15、19におけるトランジスタS2と同様のタイミングでオン／オフされ、更に、トランジスタS3bが常時オフされた状態で、トランジスタS3aが図1又は図5のDC/DCコンバータ15、19におけるトランジスタS3と同様のタイミングで作動（オン／オフ）されることで、端子J1、J2側を入力側とし、端子J3、J4側を出力側とした図5と同様の反転型DC/DCコンバータとして機能する。また逆に、端子J1側のトランジスタS1が図1又は図5のDC/DCコンバータ15、19におけるトランジスタS2と同様のタイミングでオン／オフされると共に、端子J3側のトランジスタS2が図1又は図5のDC/DCコンバータ15、19におけるトランジスタS1と同様のタイミングでオン／オフされ、更に、トランジスタS3aが常時オフされた状態で、トランジスタS3bが図1又は図5のDC/DCコンバータ15、19におけるトランジスタS3と同様のタイミングで作動（オン／オフ）されることで、端子J3、J4側を入力側とし、端子J1、J2側を出力側とした反転型DC/DCコンバータ（即ち、図5とは入出力が逆の反転型DC/DCコンバータ）として機能する。

【0085】

つまり、前述した図8と同様に、図9においても、図1、図5のDC/DCコ

ンバータ 15, 19 と同様の役割及び動作をするものについては同一の符号を付しているが、各素子は、図 9 の左側から右側へ電圧を変換する場合には () 無しの符号の素子として機能し、図 9 の右側から左側へ電圧を変換する場合には () 付きの符号の素子として機能することとなる。

【0086】

そして、以上のような図 8, 図 9 の DC/DC コンバータ 23, 25 によれば、入出力の方向を変えることができる上に、第 1 実施形態で述べた各 DC/DC コンバータ 15, 19, 21 と同様の効果を得ることができる。

尚、上記説明では、図 8, 図 9 の左側から右側へ電圧を変換する場合には、トランジスタ S3a, S3b のうち、トランジスタ S3a のみ作動させてトランジスタ S3b は常時オフさせ、図 8, 図 9 の右側から左側へ電圧を変換する場合には、トランジスタ S3a, S3b のうち、トランジスタ S3b のみ作動させてトランジスタ S3a は常時オフさせるといった具合に、入出力の方向によって、2 つの単方向スイッチのうちの何れか一方のみを作動させることとした。

【0087】

そして、このような方法によれば、図 2 においてトランジスタ S3a 又は S3b のオフタイミングが時刻 t_{20} より少々遅れる方向にずれても、そのトランジスタのオフ時のゼロ電流スイッチングが実現されて、スイッチング損失を小さくすることができる反面、ダイオード D3a 又は D3b に電流が流れるため、そのダイオードでの導通損失が大きくなる。

【0088】

そのため、第 2 の方法として、入出力の方向に拘わらずトランジスタ S3a とトランジスタ S3b とを同時にオン/オフさせるようにしても良い。つまり、この場合、補助スイッチ 3 は、双方向に電流を流すことが可能な双方向スイッチとなる。

【0089】

そして、この第 2 の方法によれば、ダイオード D3a, D3b には電流が流れず、そのダイオード D3a, D3b での導通損失を抑えることができる。但し、トランジスタ S3a, S3b のオンタイミングが前後に少しでもずれば、ゼロ

電流スイッチングとならず、そのトランジスタ $S3a$, $S3b$ でのスイッチング損失が増大してしまうという面もある。

【0090】

一方、何れの入出力方向についても、トランジスタ $S1$ のゼロ電圧スイッチングを行いたいならば、その両方向で前述した式 10 を満たすように図 2 の $t10 - t11$ 間を設定する必要がある。しかし、実際には、表 1 の一番右の列の入出力電圧比の条件を一方の入出力方向で満たせば、逆の入出力方向では当該条件を満たさないで、その一方の入出力方向についてのみ、式 10 を満たすように図 2 の $t10 - t11$ 間を設定すれば良い。

【0091】

また、上記図 8, 図 9 の DC/DC コンバータ 23, 25 は、単方向の DC/DC コンバータとして使用しても良い。

そして、例えば、図 8, 図 9 の左側から右側へ電圧を変換する場合において、図 2 の時刻 $t21 - t30$ 間にトランジスタ $S3b$ をオンして、コンデンサ $C1$ をチャージすることによりトランジスタ $S1$ の両端電位差 Vds を積極的に Vin とすれば、そのような共振によるトランジスタ $S2$ 側のゼロ電圧ターンオンスイッチングが可能となる。つまり、図 1 や図 5 と同様の単方向のみの DC/DC コンバータとして使用する場合でも、トランジスタ $S3b$ を使って、 $S1$ から $S2$ への転流時における $S2$ のゼロ電圧スイッチングが可能となる。

【0092】

[第 3 実施形態]

次に、図 10 は、第 3 実施形態の DC/DC コンバータ 27 の構成を表す回路図である。尚、図 10 において、図 1 の DC/DC コンバータ 15 と同じものについては、同一の符号を付しているため詳しい説明を省略する。

【0093】

本第 3 実施形態の DC/DC コンバータ 27 は、図 1 の降圧型 DC/DC コンバータ 15 に対して、下記の点のみ異なっている。

即ち、この DC/DC コンバータ 27 では、入力フィルタコンデンサ Cin を、入力端子 11, 12 間ではなく、入力端子 11 (入力側のプラス端子に相当)

と、出力フィルタコンデンサC_{out}のプラス端子（即ち、出力側のプラス端子に相当する出力端子14）との間に接続している。

【0094】

そして、このようなDC/DCコンバータ27によれば、入力フィルタコンデンサC_{in}と出力フィルタコンデンサC_{out}とが直列に接続されて、出力フィルタコンデンサC_{out}が入力フィルタコンデンサC_{in}の役割も兼ねることとなるため、入力フィルタコンデンサC_{in}の耐圧を下げることができ、その分、該コンデンサC_{in}を小型化することもできる。

【0095】

尚、このDC/DCコンバータ27では、一見すると、図14のDC/DCコンバータ10-1と同様に、入力端子11、12間に2つのコンデンサC_{in}、C_{out}が直列に接続されており、そのコンデンサC_{in}、C_{out}同士の接続点Nから補助共振回路10へ共振電流を供給しているとも言える。しかし、このDC/DCコンバータ27では、接続点Nが出力端子14に接続されているため、図1のDC/DCコンバータ15と全く同様に、自ずと電圧が一定な出力端子14から補助共振回路10へ共振電流が供給されることとなり、中点電位生成用のコンデンサや抵抗といった部品をわざわざ設ける必要は無い。

【0096】

[第4実施形態]

次に、図11は、第4実施形態のDC/DCコンバータ29の構成を表す回路図である。尚、図11において、図6のDC/DCコンバータ21と同じものについては、同一の符号を付しているため詳しい説明を省略する。

【0097】

本第4実施形態のDC/DCコンバータ29は、図6の昇圧型DC/DCコンバータ21に対して、下記の点のみ異なっている。

即ち、このDC/DCコンバータ29では、出力フィルタコンデンサC_{out}を、出力端子13、14間ではなく、出力端子14（出力側のプラス端子に相当）と、入力フィルタコンデンサC_{in}のプラス端子（即ち、入力側のプラス端子に相当する入力端子11）との間に接続している。

【0098】

そして、このようなDC/DCコンバータ29によれば、出力フィルタコンデンサC_{out}と入力フィルタコンデンサC_{in}とが直列に接続されて、入力フィルタコンデンサC_{in}が出力フィルタコンデンサC_{out}の役割も兼ねることとなるため、出力フィルタコンデンサC_{out}の耐圧を下げることができ、その分、該コンデンサC_{out}を小型化することもできる。

【0099】

[第5実施形態]

次に、図12は、第5実施形態のDC/DCコンバータ31の構成を表す回路図である。尚、図12において、図1のDC/DCコンバータ15と同じものについては、同一の符号を付しているため詳しい説明を省略する。

【0100】

即ち、本第5実施形態のDC/DCコンバータ31は、図1のDC/DCコンバータ15に対して、共振用のコンデンサC₁、C₂を省略し、その代わりに、補助共振回路10と並列にコンデンサC₃（請求項16の容量成分に相当）を設けたものである。

【0101】

このようなDC/DCコンバータ31によれば、図1ではコンデンサC₁とコンデンサC₂の耐圧がV_{in}以上必要であるのに対し、コンデンサC₃は、出力電圧V_{out}もしくは「V_{in}-V_{out}」のうちで大きい方までの耐圧で良く、その結果、コンデンサC₃を小型化できるという利点がある。

【0102】

尚、本第5実施形態の構成は、前述した図1以外の各DC/DCコンバータについても同様に適用することができる。

[第6実施形態]

次に、図13は、第6実施形態のDC/DCコンバータ33の構成を表す回路図である。尚、図13において、図1のDC/DCコンバータ15と同じものについては、同一の符号を付しているため詳しい説明を省略する。

【0103】

本第6実施形態のDC/DCコンバータ33は、図1のDC/DCコンバータ15に対して、主スイッチ2を、ダイオードD2（請求項17の受動スイッチに相当）のみで構成し、そのダイオードD2にフライホイール電流を流すようにしたものである。そして、この構成によれば、能動スイッチとしてのトランジスタ（MOSFET）S2を省略することにより低コスト化を図ることができる。

【0104】

尚、本第6実施形態では、表1の一番右の列の条件ではゼロ電圧スイッチングを実現できないが、補助共振回路10は作動するので、ある程度はスイッチング損失を低減することができる。また、本第6実施形態の構成は、降圧型、昇圧型、反転型の全タイプのDC/DCコンバータに適用できるが、双方向型には適用できない。

【0105】

以上、本発明の一実施形態について説明したが、本発明は、種々の形態を採り得ることは言うまでもない。

例えば、前述した各DC/DCコンバータにおいて、そのDC/DCコンバータを電池の充電という用途に使用した場合など、出力側に容量性の負荷を接続する場合には、出力電圧 V_{out} は電池などの容量性負荷によって安定するため、出力フィルタコンデンサ C_{out} は省略しても良い。

【図面の簡単な説明】

【図1】 第1実施形態の降圧型DC/DCコンバータの構成を表す回路図である。

【図2】 図1のDC/DCコンバータの動作を表すタイムチャートである。

【図3】 図1のDC/DCコンバータの動作を説明する図のその1である。

【図4】 図1のDC/DCコンバータの動作を説明する図のその2である。

【図5】 図1のDC/DCコンバータを変形した反転型DC/DCコンバータの構成を表す回路図である。

【図6】 図1のDC/DCコンバータを変形した昇圧型DC/DCコンバータの構成を表す回路図である。

【図7】 通常の補助共振回路を用いたDC/DCコンバータの一般的なスイ

ッティングパターンを表すタイムチャートである。

【図 8】 第 2 実施形態の DC/DC コンバータのうち、図 1 の DC/DC コンバータを双方向型に変形した DC/DC コンバータの構成を表す回路図である。

【図 9】 第 2 実施形態の DC/DC コンバータのうち、図 5 の DC/DC コンバータを双方向型に変形した DC/DC コンバータの構成を表す回路図である。

【図 10】 第 3 実施形態の DC/DC コンバータの構成を表す回路図である。

【図 11】 第 4 実施形態の DC/DC コンバータの構成を表す回路図である。

【図 12】 第 5 実施形態の DC/DC コンバータの構成を表す回路図である。

【図 13】 第 6 実施形態の DC/DC コンバータの構成を表す回路図である。

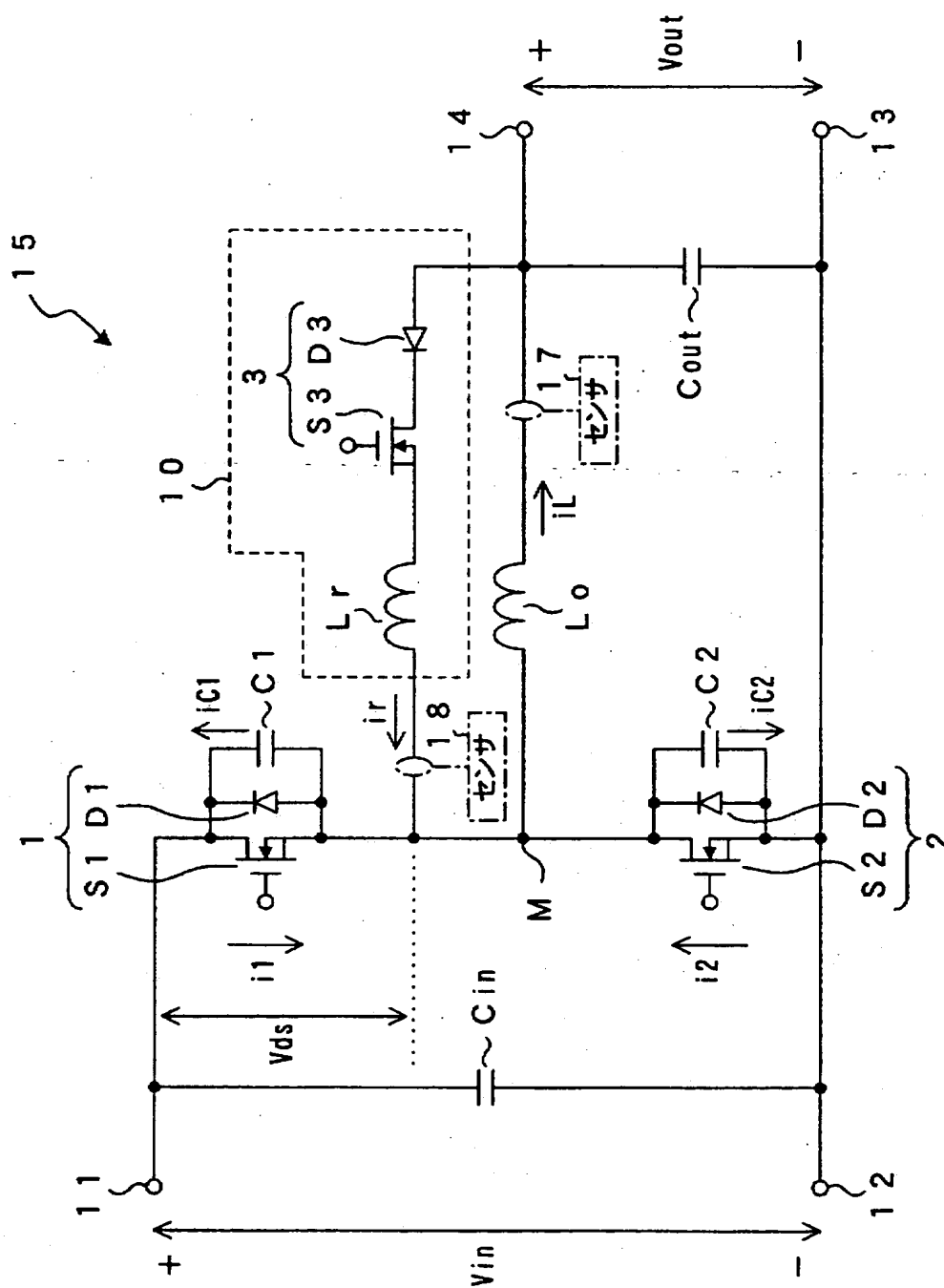
【図 14】 従来技術を表す図である。

【符号の説明】

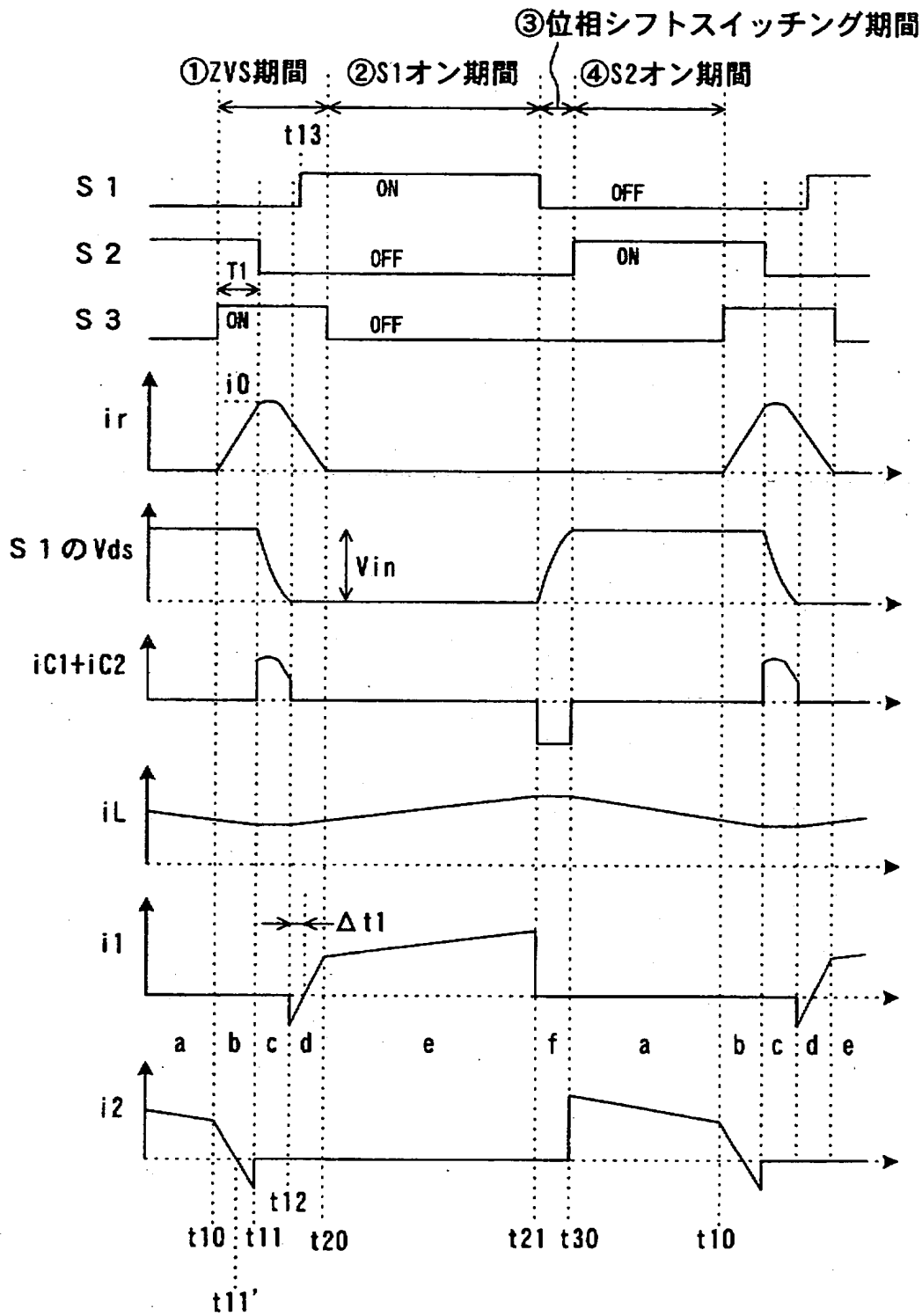
1, 2…主スイッチ、3…補助スイッチ、10…補助共振回路、11, 12, 13, 14, J1, J2, J3, J4…端子、15, 19, 21, 23, 25, 27, 29, 31, 33…DC/DC コンバータ、17, 18…センサ、C1, C2, C3…コンデンサ、C_{in}…入力フィルタコンデンサ、C_{out}…出力フィルタコンデンサ、D1, D2, D3, D3a, D3b…ダイオード、L_o…平滑リアクトル、L_r…共振リアクトル、S1, S2, S3, S3a, S3b…トランジスタ (Nチャネル MOSFET)

【書類名】 図面

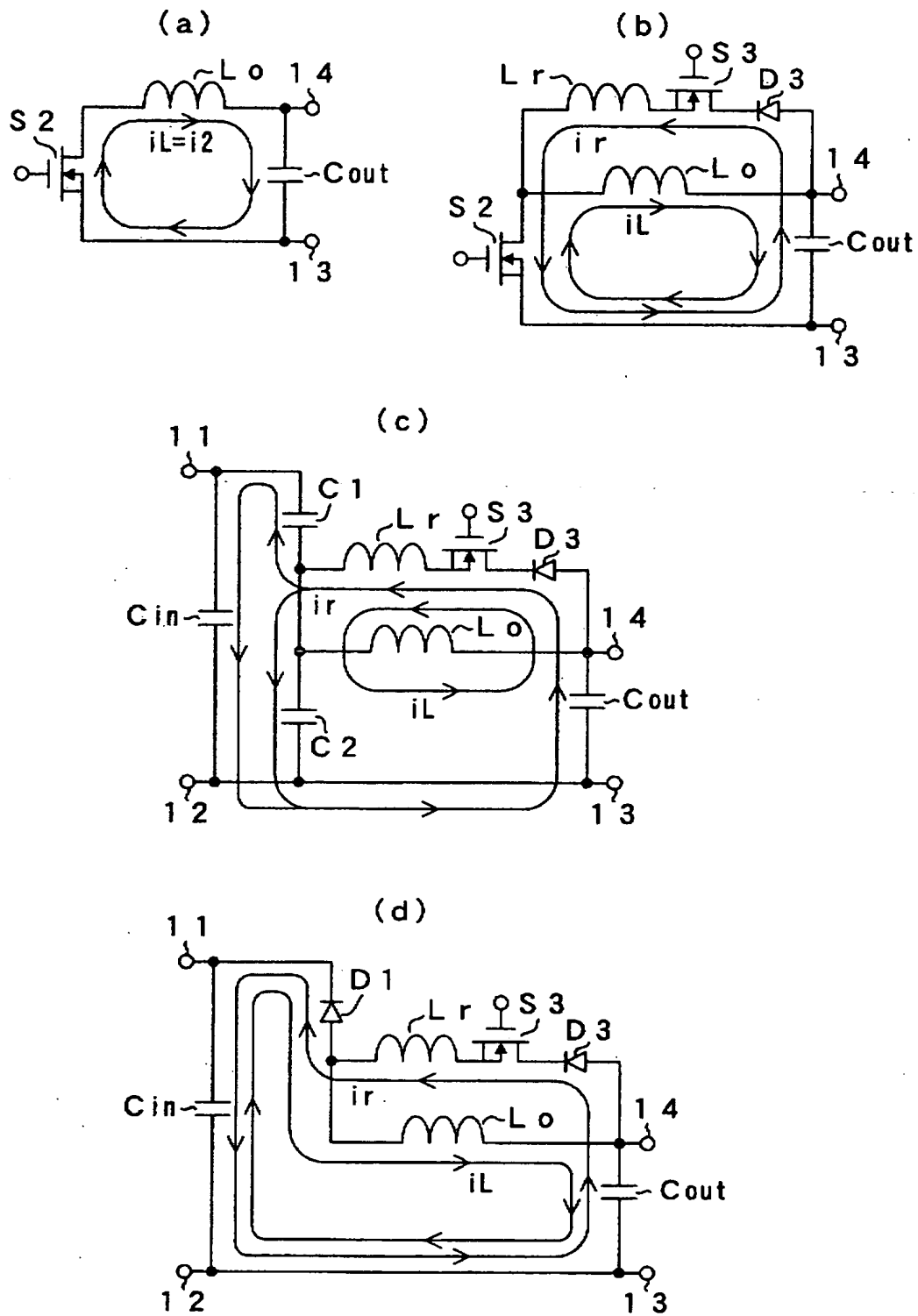
【図 1】



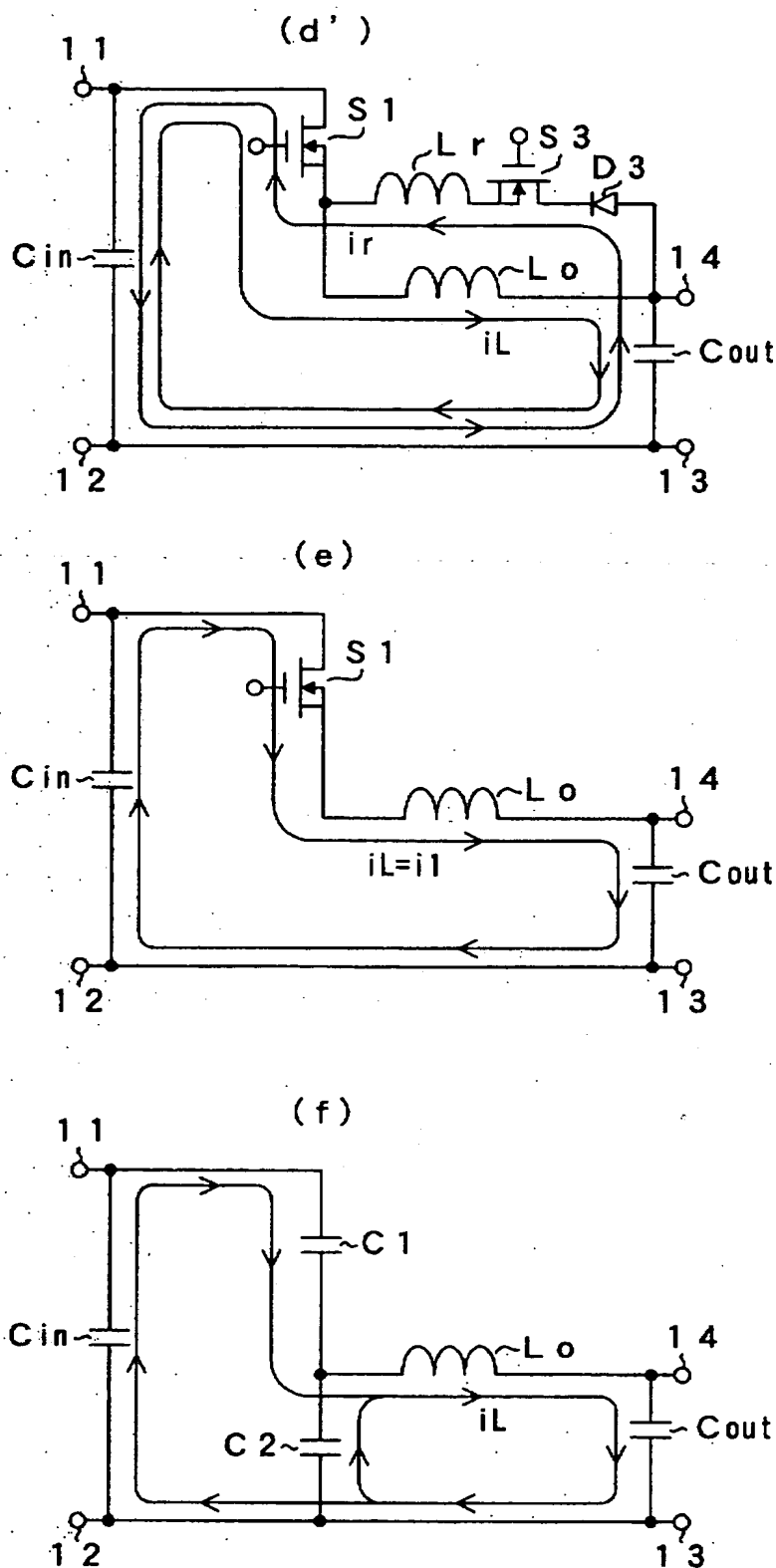
【図 2】



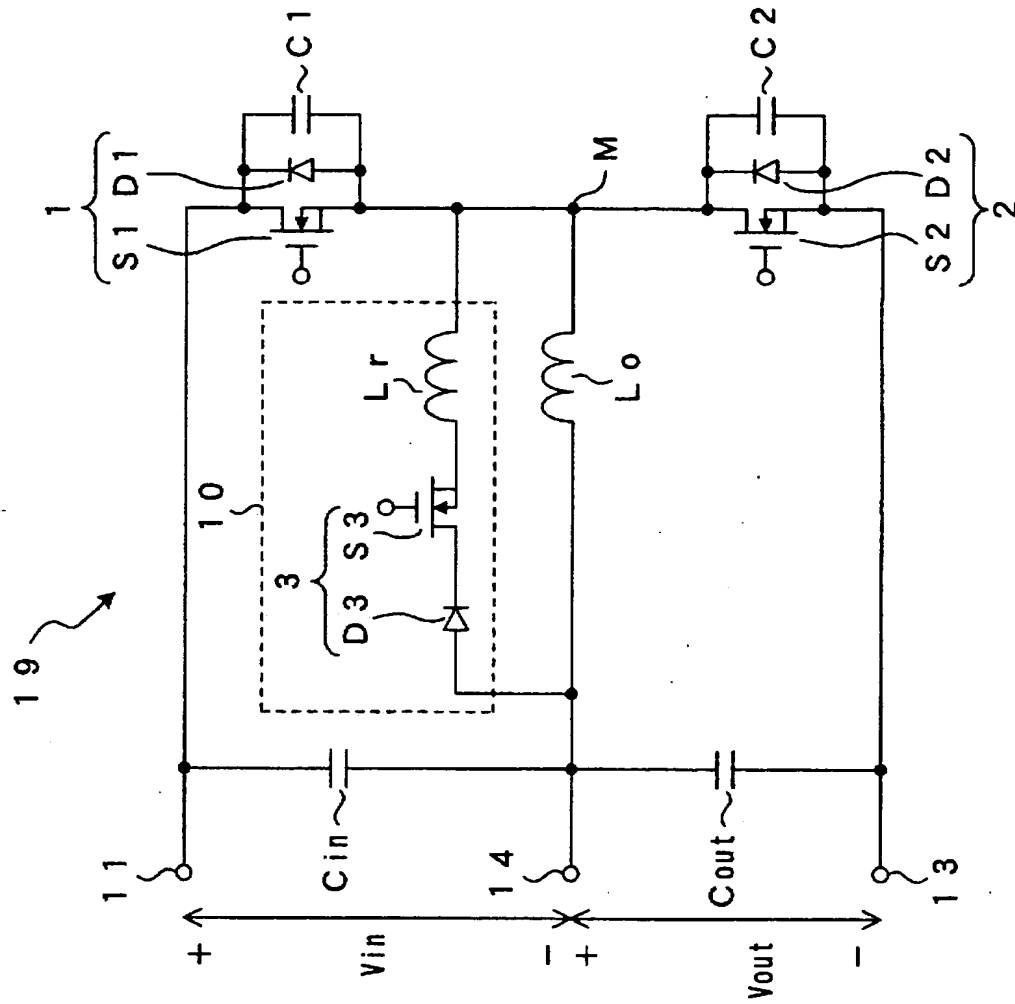
【図3】



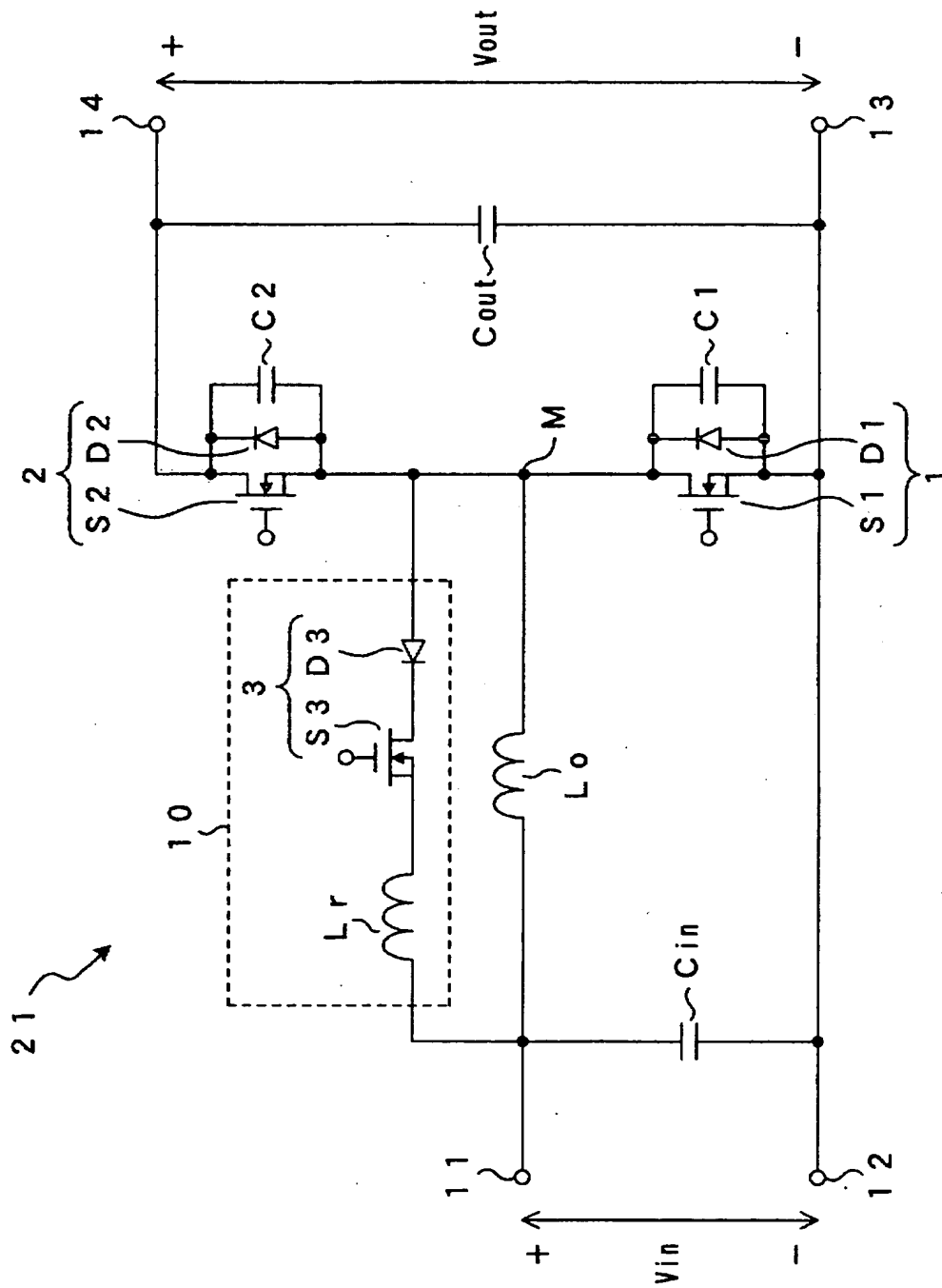
【図 4】



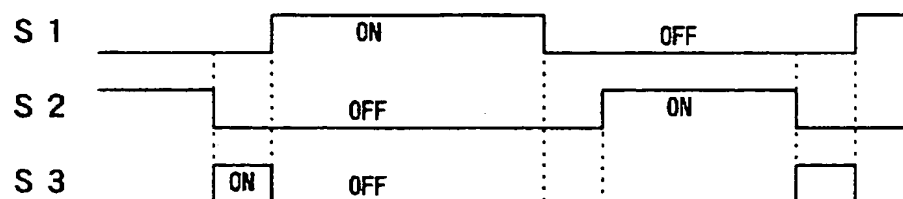
【図 5】



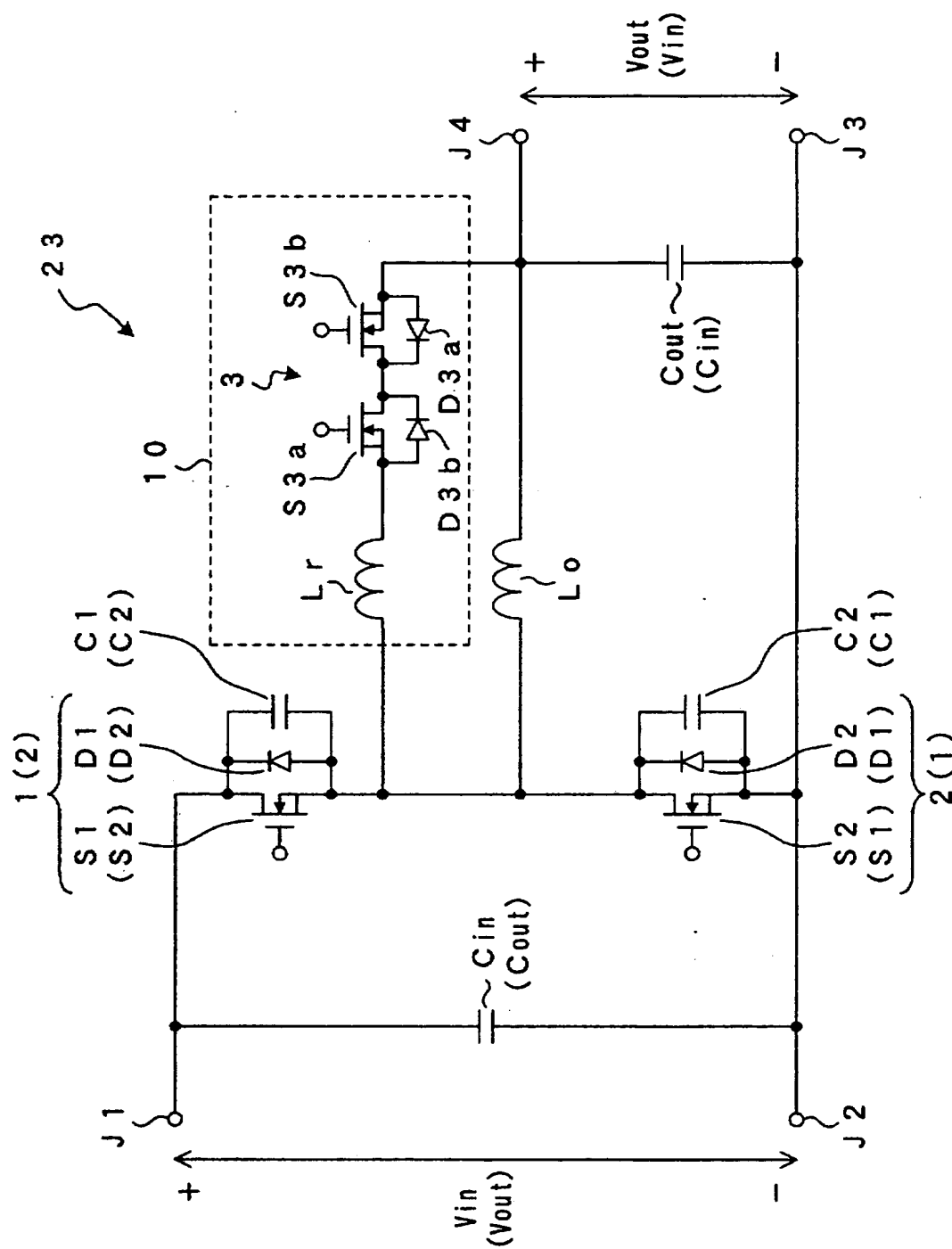
【図 6】



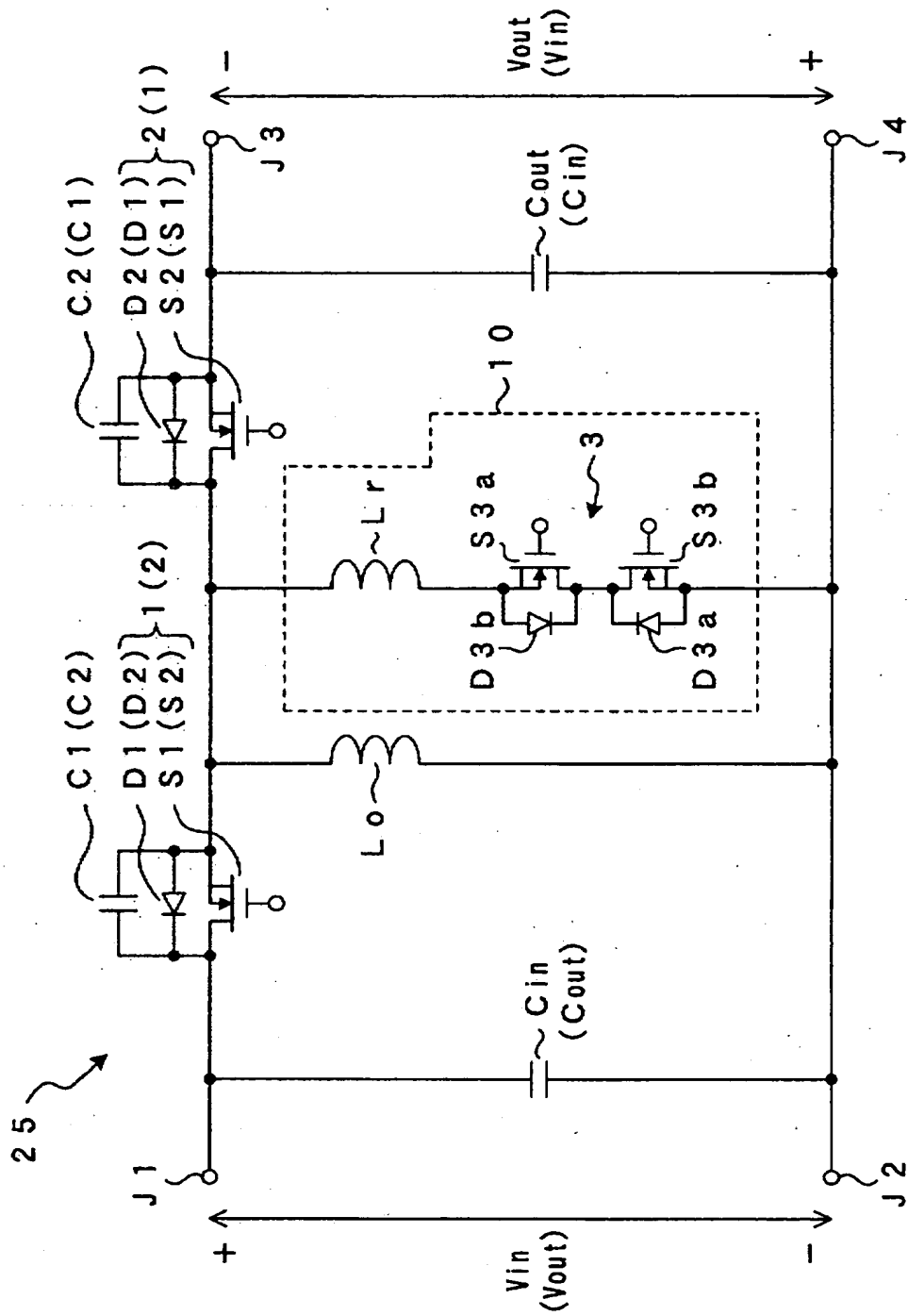
【図 7】



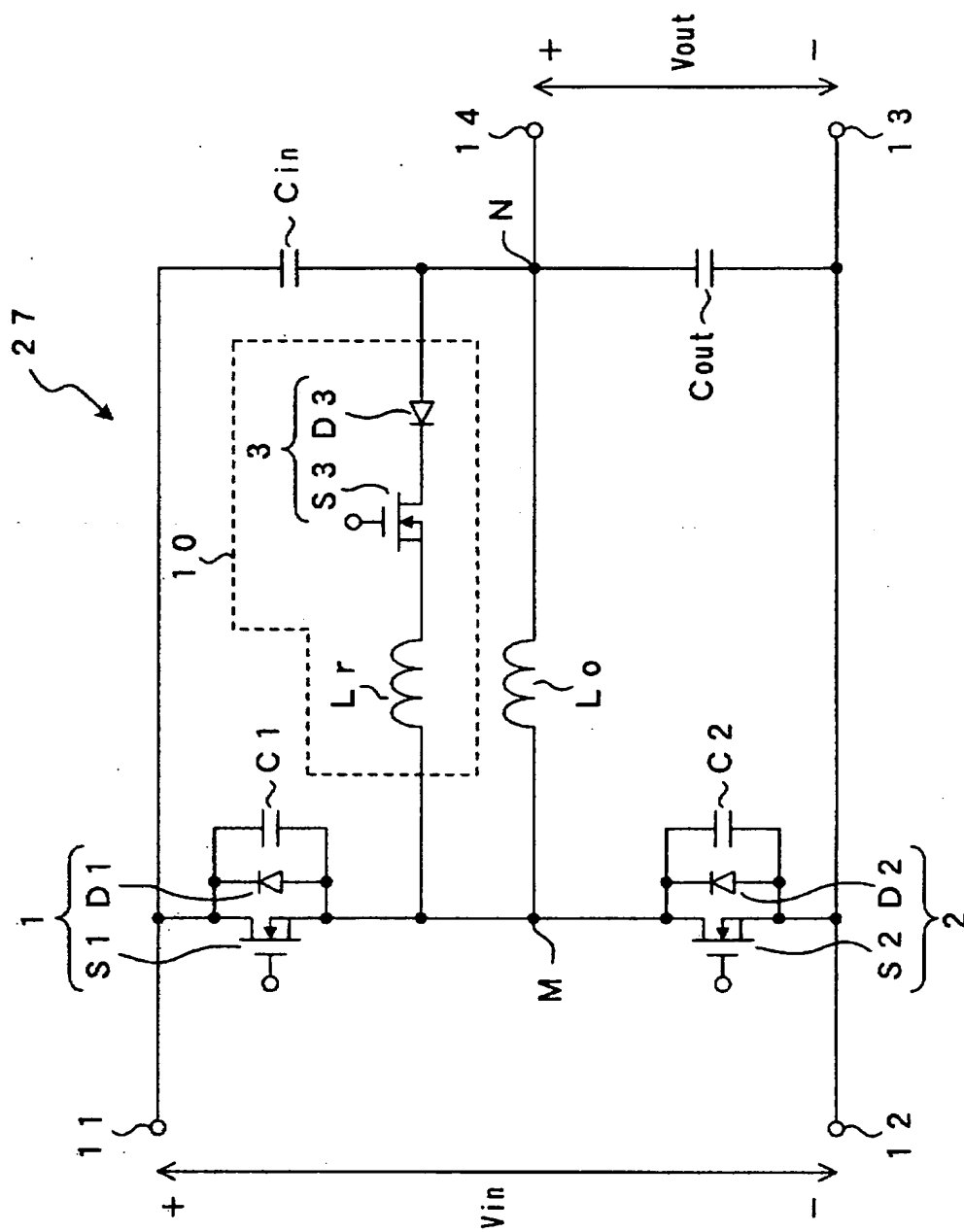
【图 8】



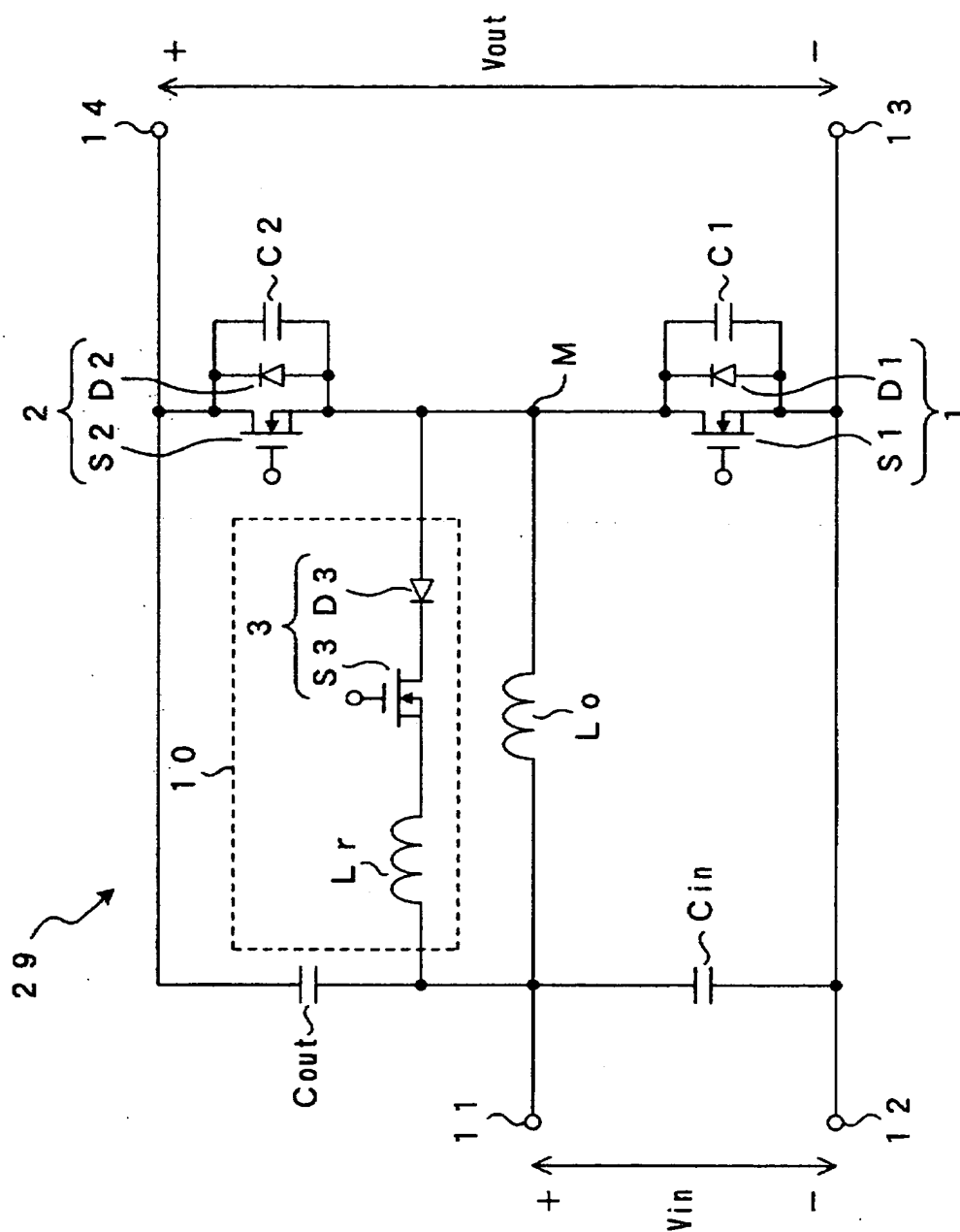
【図 9】



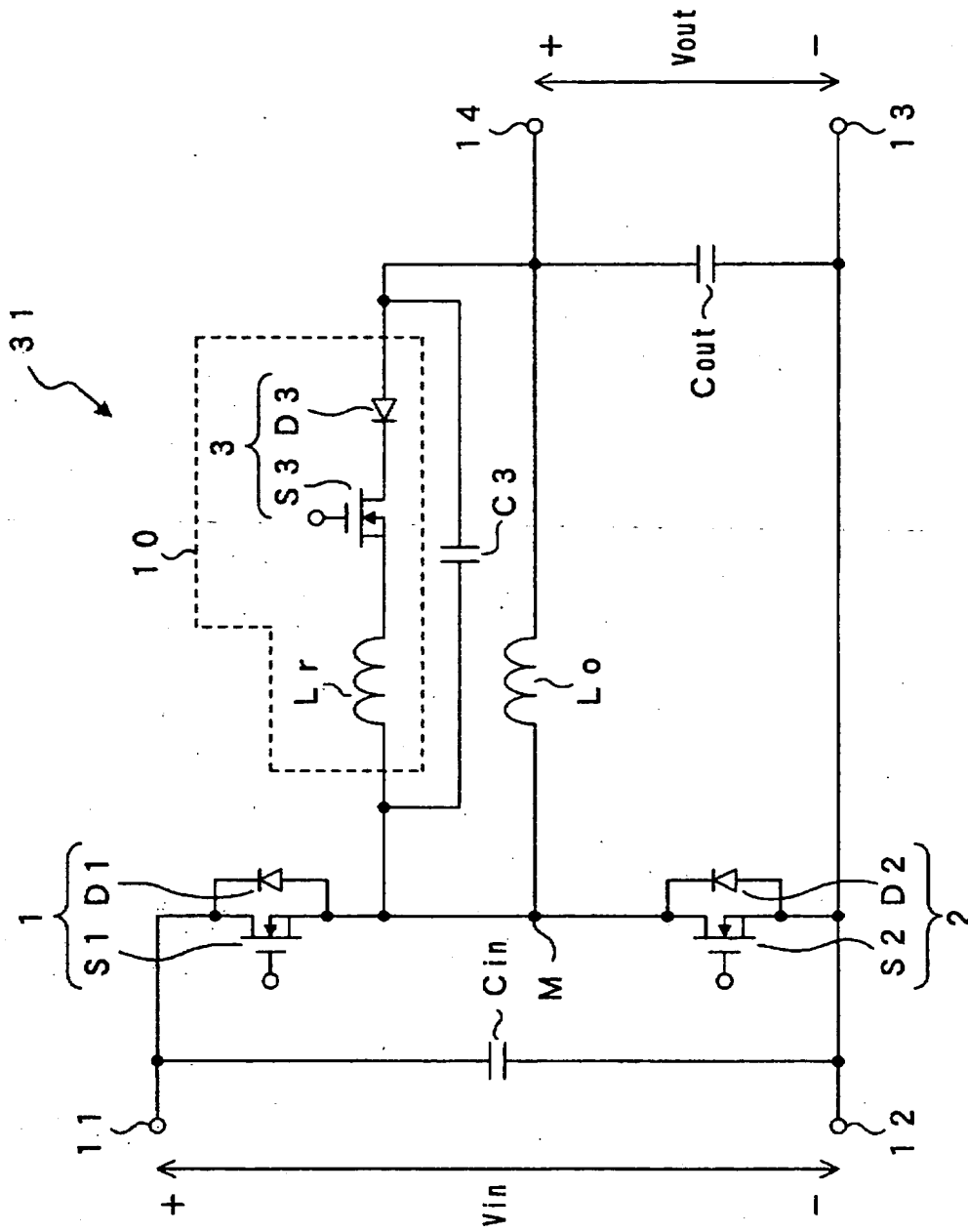
【図 10】



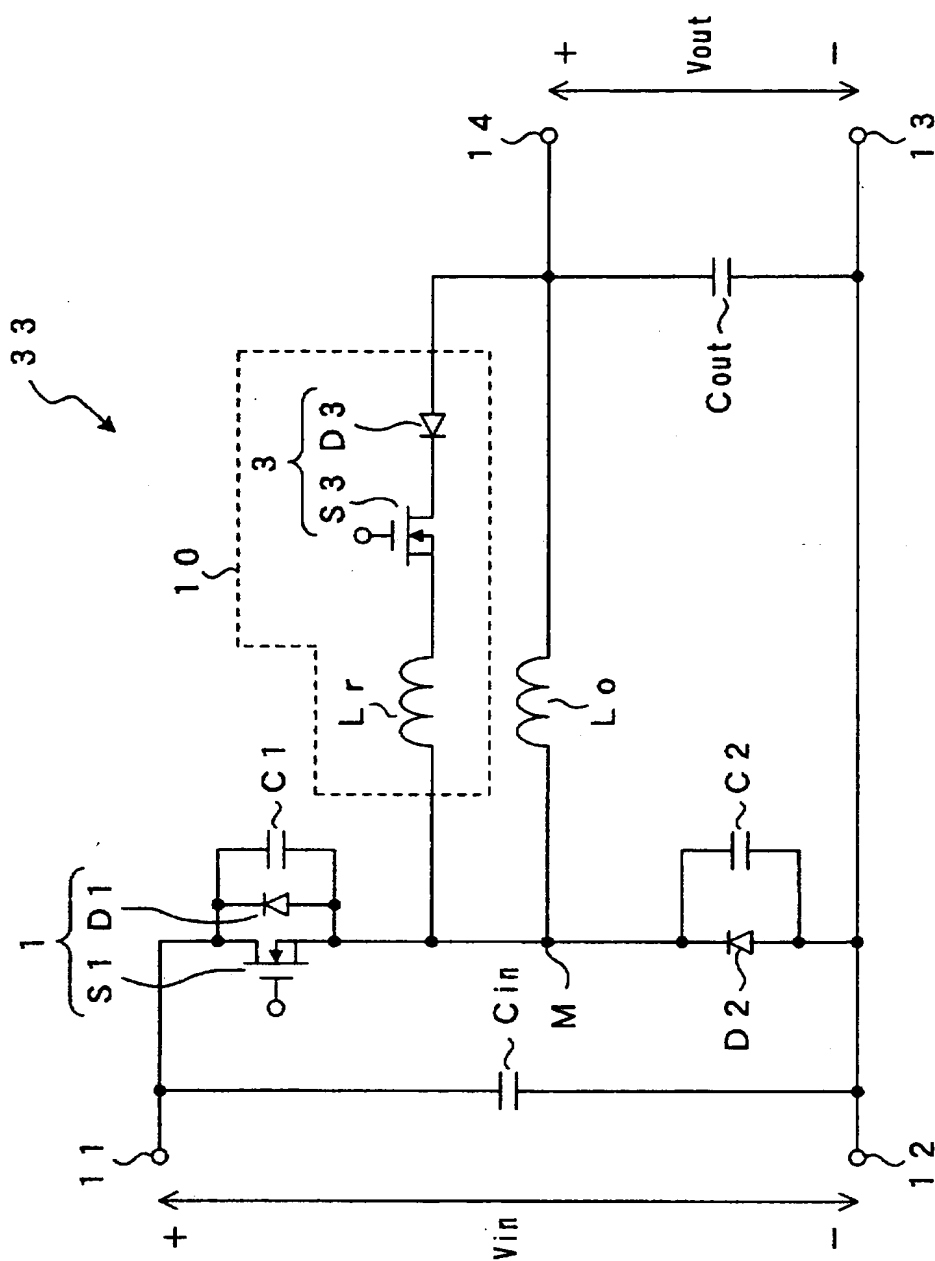
【図 11】



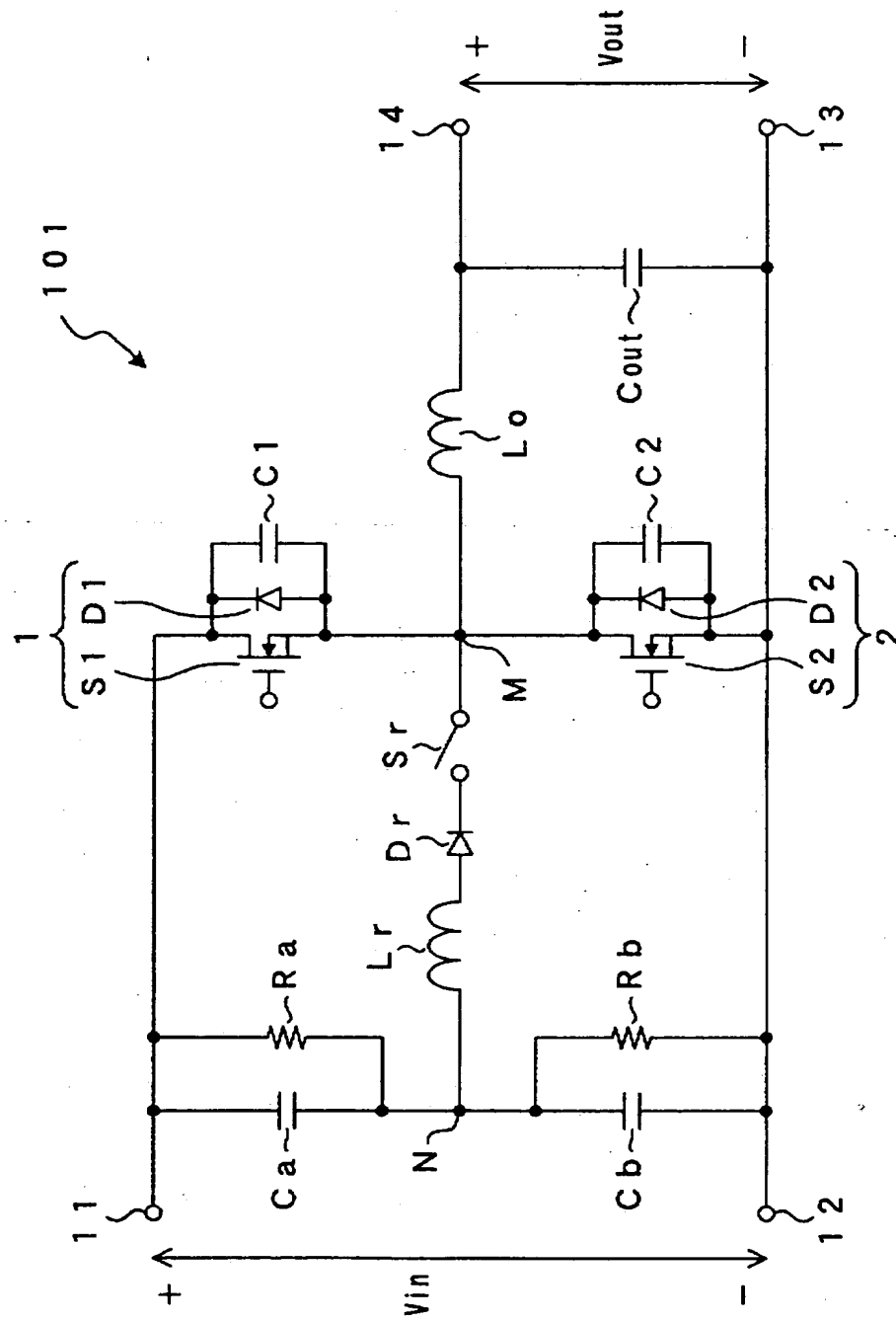
【図 12】



【図 13】



【図 14】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 小型且つ低コストで高効率な補助共振型のDC/DCコンバータを提供する。

【解決手段】 入力端子11、12間に接続された2つの主スイッチ1、2と、主スイッチ1、2同士の接続点Mと出力端子14との間に接続された平滑リアクトル L_o とを備えた降圧型DC/DCコンバータ15では、接続点Mと出力端子14との間に、共振リアクトル L_r と補助スイッチ3とを直列接続した補助共振回路10が設けられ、更に各主スイッチ1、2と並列に共振用コンデンサC1、C2が設けられている。そして、主スイッチ2をオフさせて主スイッチ1をオンさせる際に補助スイッチ3がオンされて、出力端子14から共振リアクトル L_r へ電気エネルギーが供給され、その L_r とC1、C2との共振により主スイッチ1の両端電圧 V_{ds} が零になったところで、該主スイッチ1がオンされる。

【選択図】 図1

特願 2002-290285

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[000004260]

1. 変更年月日

1996年10月 8日

[変更理由]

名称変更

住 所

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

氏 名

株式会社デンソー

特願 2002-290285

出願人履歴情報

識別番号

[000004695]

1. 変更年月日

1990年 8月 7日

[変更理由]

新規登録

住 所

愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地

氏 名

株式会社日本自動車部品総合研究所